

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

THÈSE PRÉSENTÉE À  
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE  
DU DOCTORAT EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR  
ADEL BENLEULMI

ÉTUDE D'ARCHITECTURES DE CAPTEURS RF INTÉGRÉS AU SUBSTRAT  
DESTINÉS À LA MESURE DIÉLECTRIQUE

NOVEMBRE 2018

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

# UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

DOCTORAT EN GÉNIE ÉLECTRIQUE (PH.D.)

Programme offert par l'Université du Québec à Trois-Rivières

## ÉTUDE D'ARCHITECTURES DE CAPTEURS RF INTÉGRÉS AU SUBSTRAT DESTINÉS À LA MESURE DIÉLECTRIQUE

PAR

ADEL BENLEULMI

---

Daniel Massicotte, directeur de recherche	Université du Québec à Trois-Rivières
---	---------------------------------------

---

François Nougrou, président du jury	Université du Québec à Trois-Rivières
-------------------------------------	---------------------------------------

---

Naimi Boubekur, codirecteur de recherche	C2T3 de Trois-Rivières
--	------------------------

---

Frédéric Nabki, évaluateur externe	École de Technologie Supérieure
------------------------------------	---------------------------------

---

Jean-Claude Morissette, évaluateur externe	C2T3 de Trois-Rivières
--	------------------------

Thèse soutenue le 21 novembre 2018.

## Résumé

Au fil des ans, plusieurs solutions ont été proposées pour répondre aux besoins des différentes applications de mesure et de détection, dont la détection environnementale et la mesure des matériaux diélectriques. Cependant, les spécifications des capteurs actuels restent assez limitées en ce qui a trait à la sensibilité et aux coûts. Ainsi, le développement de nouveaux dispositifs performants et à faibles coûts est essentiel pour assurer le suivi, la surveillance et la sécurité dans un grand nombre d'applications industrielles et résidentielles.

Dans ces travaux de thèse, plusieurs nouvelles architectures d'éléments sensibles capables de mesurer différentes grandeurs physiques sont développées et présentées. Le premier dispositif conçu est un déphaseur intégré au substrat fonctionnalisé à l'aide d'une micro-poudre d'oxyde d'étain ( $\text{SnO}_2$ ) sensible aux faibles concentrations d'hydrogène ( $\leq 0.1\% \text{ H}_2$ ). Le second consiste en une nouvelle génération d'interféromètres radiofréquences destinés à la détection et à la mesure; il s'agit des premiers interféromètres intégrés au substrat. Les capteurs interférométriques développés offrent une sensibilité accrue ( $\sim 40\%$  supérieure pour les fréquences considérées) comparativement à celle d'autres structures intégrées au substrat présentées dans la littérature, ceci en ayant une région sensible significativement plus petite ( $\sim 10$  fois). Enfin, le troisième dispositif développé consiste en un cornet sectoriel plan H intégré au substrat étudié pour la mesure du pourcentage d'humidité relative.

Les structures proposées offrent des solutions simples, peu coûteuses et très sensibles. Elles permettent la détection de différentes quantités physiques en changeant seulement le matériau sensible. Le choix de ce dernier est simplifié avec la possibilité d'intégration des matériaux avec pertes diélectriques élevées. Par ailleurs, les nouveaux dispositifs intégrés au substrat développés pourraient être utilisés dans plusieurs domaines tels que la sécurité et le biomédical.

## Abstract

Over the years, several solutions have been proposed to answer the needs for different detection and measurement applications especially in regards to environmental detection and dielectric materials measurement. Nevertheless, the specifications of the current sensors remain quite limited in terms of sensitivity and cost. Thus, the development of new high-performance and low-cost devices is essential to guarantee good observation, monitoring and protection capabilities when implemented in a large number of industrial and residential applications.

In this work, several new architectures of sensing elements that are able to measure different physical quantities are developed and presented. The first proposed device is a substrate integrated waveguide phase shifter functionalized using a tin oxide micropowder ( $\text{SnO}_2$ ) sensitive to small hydrogen concentrations ( $\leq 0.1\% \text{ H}_2$ ). The second device is a new generation of radio frequency interferometers for detection and measurement; these latter are original substrate integrated interferometers; interferometric sensors developed through this method offer an increased sensitivity ( $\sim 40\%$  higher for the considered frequencies) compared to other substrate integrated structures presented in previous research works; additionally, they have a significantly smaller ( $\sim 10$  times) sensitive region. Finally, the third developed device consists of a H-plane substrate integrated waveguide horn antenna designed for relative humidity sensing.

The proposed structures offer simple, cost-effective and very sensitive solutions. They simply require changing the sensitive material to be able to detect different physical quantities. The choice of the latter is made easy with the possibility of integrating materials with high dielectric loss. In addition, the proposed substrate integrated devices could be used in several areas such as the safety and biomedical fields.

## Dédicace

À la mémoire de ma grand-mère.

À mon grand-père, à mes parents, à mon oncle, à mes frères et sœurs.

## Remerciements

Cette thèse a été effectuée à l'Université du Québec à Trois-Rivières au cours des années 2015-2018. Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements au Professeur Daniel Massicotte pour son hospitalité et son accueil au Laboratoire des Signaux et Systèmes Intégrés. Je lui exprime ma sincère gratitude pour sa gentillesse et sa compétence qui m'ont aidé à atteindre les objectifs tracés pour cette thèse.

Mes remerciements vont également à Naimi Boubekur, Ph.D. pour son implication malgré ses nombreuses tâches au Centre Collégial de Transfert de Technologie en Télécommunications et pour m'avoir donné accès aux équipements avec lesquels j'ai effectué une partie de mes expérimentations. Je remercie également M. François Labarre, technicien en électronique à l'Université du Québec à Trois-Rivières, pour la fabrication des prototypes utilisés dans les preuves de concept.

Je ne manquerai de remercier Mme Lucie Boissonneault, adjointe au doyen des études, et Mme Isabelle Dupuis, agente de recherche au Décanat des études, pour leur incroyable support et leurs encouragements.

Enfin, j'adresse mes plus sincères remerciements, ma gratitude, ma reconnaissance et mon amour à mon enseignant, médecin et cher père Hassane Benleulmi, M.D. ainsi qu'à toute ma famille pour leur support absolu et inconditionnel.

# Table des matières

Résumé.....	iii
Abstract .....	iv
Dédicace .....	v
Remerciements.....	vi
Liste des tableaux.....	xi
Liste des figures .....	xii
Liste des symboles .....	xvi
Chapitre 1 - Introduction.....	1
1.1 Problématique et cadre général de la recherche .....	2
1.2 Originalité du sujet et objectifs.....	2
1.3 Organisation du manuscrit.....	4
Chapitre 2 - Considérations générales sur les capteurs intégrés au substrat .....	6
2.1 Rappels d'électromagnétisme.....	6
2.2 Lignes de transmission .....	7
2.2.1 Guides d'ondes rectangulaires .....	8
2.2.2 Lignes microruban .....	11
2.3 Diviseur de puissance Wilkinson .....	13
2.4 Coupleurs directionnels .....	14



2.5	Généralités sur les guides d'ondes intégrés au substrat .....	16
2.6	Transition ligne microruban-guide d'ondes intégré au substrat .....	18
2.7	Applications des guides d'ondes intégrés au substrat .....	19
2.8	Capteurs intégrés au substrat .....	21
2.8.1	Caractérisation de matériaux .....	22
2.8.2	Détection environnementale .....	23
2.9	Outils de simulation et de réalisation des capteurs intégrés au substrat .....	25
Chapitre 3 - Déphaseur intégré au substrat pour la détection d'hydrogène .....		27
3.1	Introduction .....	27
3.2	Déphaseurs intégrés au substrat dans la littérature .....	29
3.3	Théorie et principe de fonctionnement du capteur proposé .....	30
3.4	Simulation et validation expérimentale .....	32
3.5	Qualification du déphaseur fonctionnalisé .....	40
3.5.1	Conditions expérimentales .....	40
3.5.2	Intégration des matériaux de pertes élevées .....	41
3.5.3	Sélectivité du capteur .....	42
3.6	Considérations de conception .....	44
3.7	Choix du matériau sensible .....	46
Chapitre 4 - Interféromètres intégrés au substrat pour les applications de mesure .....		49

4.1	Introduction .....	49
4.2	Interféromètres dans la littérature.....	50
4.3	Preuve de concept de l'interféromètre intégré au substrat .....	52
4.3.1	Modèle théorique .....	54
4.3.2	Validation expérimentale du concept.....	55
4.4	Fonctionnement sur une ultra large bande de fréquence .....	61
4.4.1	Mesure du prototype .....	64
4.4.2	Possibilité d'application à la détection de cellules biologiques.....	65
Chapitre 5 - Antenne cornet intégrée au substrat pour la détection d'humidité.....		69
5.1	Introduction .....	69
5.2	Notions générales sur les antennes .....	71
5.3	Antennes cornets classiques .....	79
5.4	Antennes cornets intégrées au substrat.....	81
5.5	Cornet sectoriel plan H intégré au substrat pour la mesure d'humidité .....	82
5.5.1	Conception de l'antenne .....	82
5.5.2	Validation expérimentale de la mesure d'humidité .....	84
5.6	Système de multi-détection à $N$ antennes .....	89
Chapitre 6 - Conclusion .....		91
Références .....		96

ANNEXE A .....	104
ANNEXE B.....	109
ANNEXE C.....	111
ANNEXE D .....	115

## Liste des tableaux

Tableau 2- 1. Résumé des équations des modes TE et TM du guide d'ondes rectangulaire [5] .....	10
Tableau 3- 1. Les paramètres de conception du déphaseur SIW (en millimètre) .....	32
Tableau 3- 2. Exemples de matériaux sensibles.....	48
Tableau 4- 1. Les paramètres de conception de l'interféromètre SIW (en millimètre) .....	56
Tableau 4- 2. Comparaison entre l'interféromètre proposé et les résonateurs SIW présentés dans [21].....	60
Tableau 4- 3. Les paramètres de conception de l'interféromètre SIW (en millimètre) .....	63
Tableau 5- 1. Les paramètres de conception de l'antenne SIW (en millimètre). .....	83
Tableau 5- 2. Comparaison de sensibilité entre l'antenne SIW proposée et d'autres structures présentées dans la littérature. ....	87

## Liste des figures

Figure 2- 1. Composants en guides d'ondes rectangulaires en bande Ka [5].....	9
Figure 2- 2. Géométrie du guide d'ondes rectangulaire.....	10
Figure 2- 3. Ligne microruban : a) Géométrie, b) Lignes de champ électrique et magnétique [5].....	11
Figure 2- 4. Diviseur de puissance Wilkinson. ....	13
Figure 2- 5. Deux symboles utilisés pour les coupleurs directionnels. ....	15
Figure 2- 6. Les paramètres physiques fondamentaux d'un guide SIW.....	17
Figure 2- 7. Transition microruban-SIW. ....	18
Figure 2- 8. Exemples de structures SIW présentées dans la littérature : a) et b) Filtres [9], [10], c) et d) Coupleurs [11], [12], e) Circulateur [13], f) Diviseur de puissance [14], g) et h) Antennes [15], [16]. ....	21
Figure 2- 9. Composants intégrés au substrat destinés à la mesure de matériaux diélectriques : a), b) et c) Résonateurs SIW [17]–[19], d) Ligne SIW [20].....	23
Figure 2- 10. Résonateurs SIW de région fonctionnalisée de différentes dimensions pour la détection d'humidité ainsi que leurs performances [21]. ....	24
Figure 2- 11 . Machine de fabrication utilisée LPKF ProtoMat S103 [58]. ....	26
Figure 3- 1. Capteurs d'hydrogène micromachinés [24] : a) À conductivité thermique, b) À métal-Oxyde et c) Catalytique. ....	28

Figure 3- 2. Quelques déphaseurs intégrés au substrat présentés dans la littérature : a) [3], b) [27] et c) [28]. .....	30
Figure 3- 3. La structure 3-D du capteur d'hydrogène intégré au substrat. ....	31
Figure 3- 4. La micro-poudre de SnO <sub>2</sub> utilisée.....	33
Figure 3- 5. a) Le déphaseur SIW, b) Le kit de calibration. ....	34
Figure 3- 6. S <sub>21</sub> du capteur SIW : a) module du S <sub>21</sub> , b) phase du S <sub>21</sub> . ....	35
Figure 3- 7. Banc de test utilisé présenté dans [41] : a) Schéma du système, b) Banc de test. ....	37
Figure 3- 8. Module et phase du S <sub>21</sub> mesuré à 0% et 2% H <sub>2</sub> . ....	38
Figure 3- 9. Caractéristiques de sensibilité de la structure proposée : phase mesurée du S <sub>21</sub> en fonction de la variation d'hydrogène (gauche). Variation de la phase (droite).....	39
Figure 3- 10. Phase mesurée du S <sub>21</sub> en fonction de la variation d'hydrogène à la fréquence de 7.4 GHz. ....	41
Figure 3- 11. Phase simulée du S <sub>21</sub> . ....	42
Figure 3- 12. Phase mesurée du S <sub>21</sub> à 5%, 80% et 100% RH.....	43
Figure 3- 13. Schéma d'un guide à ondes lentes intégré au substrat : a) Structure 3D, b) Coupe transversale du guide [37].....	45
Figure 3- 14. Structures SW-SIW : a) Antenne à fente croisée [38], b) et c) Filtres [39], [40]. ....	46
Figure 4- 1. Le diagramme schématique typique de l'interféromètre RF. ....	50

Figure 4- 2. Le diagramme schématique de l'interféromètre RF utilisant une seule antenne. ....	50
Figure 4- 3. Exemples d'interféromètres : a) Diagramme d'un capteur interférométrique RF pour la mesure de distance [43], b) Banc de mesure d'un capteur de gaz à base d'un interféromètre optique Mach-Zehnder [46]. ....	52
Figure 4- 4. La structure 3-D de l'interféromètre intégré au substrat. ....	53
Figure 4- 5. L'interféromètre intégré au substrat réalisé. ....	55
Figure 4- 6. Module du S21 simulé et mesuré à 20% RH. ....	56
Figure 4- 7. Schéma du banc de mesure. ....	57
Figure 4- 8. Module du S21 mesuré à 20% et 70% RH.....	58
Figure 4- 9. Sensibilité de l'interféromètre SIW pour le mode TE <sub>10</sub> : a) La fréquence d'opération mesurée et calculée en fonction de la variation du niveau d'humidité (gauche). La variation de la fréquence d'opération (droite). b) Les résultats des tests de répétabilité.	59
Figure 4- 10. Module du S21 mesuré et simulé sur une large bande de fréquence. ....	62
Figure 4- 11. La structure 3-D de l'interféromètre intégré au substrat. ....	63
Figure 4- 12. L'interféromètre intégré au substrat fabriqué.....	64
Figure 4- 13. Module du S21 simulé et mesuré. ....	64
Figure 4- 14. a) Micropipette utilisée, b) Embout.....	66
Figure 4- 15. Banc de mesure utilisé.....	66
Figure 4- 16. Paramètre S21 mesuré du dispositif avec et sans les solutions tampons. ....	67

Figure 5- 1. Antennes filaires : a) antenne dipôle, b) antenne monopole. ....	70
Figure 5- 2. Bande passante d'une antenne (à -10dB). ....	73
Figure 5- 3. Diagramme de rayonnement d'un dipôle. ....	74
Figure 5- 4. Représentation de l'angle d'ouverture. ....	75
Figure 5- 5. Conversion de l'énergie dans une antenne. ....	77
Figure 5- 6. Types de polarisation : a) Polarisation linéaire, b) Polarisation circulaire, c) Polarisation elliptique.....	79
Figure 5- 7. Différentes formes d'antennes cornets classiques : a) Cornet sectoriel plan H, b) Cornet sectoriel plan E et c) Cornet pyramidal. ....	80
Figure 5- 8. Antennes cornets intégrées au substrat avec leurs performances : a) [51], b) [52], c) [53]. ....	82
Figure 5- 9. Architecture de l'antenne SIW: a) Les paramètres de conception, b) Le circuit fabriqué. ....	84
Figure 5- 10. Module du S11 simulé et mesuré à 25% RH. ....	84
Figure 5- 11. Photo du banc de mesure utilisé. ....	85
Figure 5- 12. Module du S11 mesuré à 25% et 75% RH.....	86
Figure 5- 13. Sensibilité de l'antenne SIW: (Gauche) la fréquence d'opération mesurée en fonction de la variation du niveau d'humidité. (Droite) la variation de la fréquence d'opération. ....	87
Figure 5- 14. Diagramme de rayonnement 3D simulé de l'antenne. ....	88
Figure 5- 15. Diagramme de rayonnement de l'antenne SIW : a) Plan H et b) Plan E. ....	89



## Liste des symboles

Symboles		Unité
$\vec{E}$	Champ électrique	V/m
$\vec{H}$	Champ magnétique	A/m
$P$	Pression du gaz	mmHg ou Psi
$RH$	Humidité relative	%
$S$	Sensibilité	°/ H <sub>2</sub> % ou kHz/%RH
$f_0$	Fréquence d'opération	GHz
$\Delta f$	Décalage fréquentiel	MHz
$T$	Température	K ou °C
$\epsilon_0$	Permittivité du vide	F/m
$\mu_0$	Perméabilité du vide	H/m
$\sigma$	Conductivité électrique	S/m
$\epsilon_r$	Permittivité relative	
$\epsilon_{eff}$	Permittivité effective	

$\beta$	Constante de phase	rad/m
$\Delta\varphi$	Décalage en phase	Degrés

## Chapitre 1 - Introduction

Au fil des ans, plusieurs solutions ont été proposées pour répondre aux besoins des différentes applications de mesure et de détection, dont la détection environnementale et la mesure des matériaux diélectriques. Cependant, les spécifications des capteurs actuels restent assez limitées en ce qui a trait à la sensibilité et aux coûts. Ainsi, le développement de nouveaux composants performants et à faibles coûts est essentiel pour assurer la surveillance et la sécurité dans un grand nombre d'applications industrielles. Parmi celles-ci se retrouvent les objets communicants (IoT, *Internet of Things*) qui requièrent, entre autres, une miniaturisation, une faible consommation d'énergie et une production à faibles coûts. Ils offrent de multiples possibilités d'applications dans des domaines tels que : la sécurité, le médical, l'environnement, l'automobile, le contrôle et les mégadonnées (Big Data) d'information.

Depuis plus de 15 ans, les guides d'ondes intégrés au substrat, ci-après désignés SIW (*Substrate Integrated Waveguide*), ont été développés pour fournir une bonne alternative aux guides d'ondes classiques [1]. De nombreux dispositifs basés sur cette technologie ont été démontrés tels que les étiquettes RFID [2] et les déphaseurs [3], [4]. La fonctionnalisation des structures intégrées au substrat pour le développement de capteurs a été également démontrée avec plusieurs structures, notamment les résonateurs qui présentent un fort potentiel de détection.

## **1.1 Problématique et cadre général de la recherche**

Le développement de nouvelles structures intégrées au substrat qui présentent de meilleures performances est l'un des enjeux majeurs auxquels il faut répondre afin d'exploiter au mieux cette catégorie de capteurs. Les nouveaux dispositifs devraient permettre l'intégration de matériaux sensibles présentant beaucoup de pertes sans affecter leur fonction de détection. Ainsi, la mesure de différentes grandeurs physiques serait possible avec les capteurs intégrés au substrat.

## **1.2 Originalité du sujet et objectifs**

L'objectif principal de ces travaux de thèse est le développement d'architectures originales de capteurs SIW simples, très sensibles et qui permettent l'intégration de différents matériaux pour les applications de mesure telles que la détection de gaz ainsi que la caractérisation de matériaux diélectriques.

L'utilisation des guides d'ondes intégrés au substrat pour le développement de détecteurs est motivée par les différents avantages que présente cette technologie. En effet, l'application des guides d'ondes intégrés au substrat pour le développement de systèmes micro-ondes et à ondes millimétriques est de plus en plus courante. Ce type de guides d'ondes présente un facteur de qualité élevé et une faible consommation d'énergie. De plus, sa compatibilité avec différents types de substrats, notamment les substrats flexibles, fait que la détection et la mesure avec la technologie SIW est un axe de recherche très intéressant afin de simplifier les procédés de fabrication des capteurs et réduire leurs coûts.

Dans cette optique, de nouvelles solutions ont été développées et présentées dans ce manuscrit. Les structures proposées ont été étudiées pour la détection d'hydrogène et d'humidité.

Les solutions en question sont :

- **Un déphaseur intégré au substrat.**
- **Des interféromètres intégrés au substrat.**
- **Une antenne cornet intégrée au substrat.**

Les avantages des solutions proposées se résument dans les points suivants :

- Simplicité du procédé de fabrication.
- Utilisation des mêmes structures pour la détection de différents types de gaz ou même de liquides en changeant seulement le matériau sensible.
- Composants monolithiques à faibles coûts.

❖ *Dans le cas du déphaseur SIW :*

- Possibilité d'intégration de matériaux sensibles avec pertes diélectriques élevées.
- Fonctionnement sur une large bande de fréquence.

❖ *Dans le cas des interféromètres SIW :*

- Amélioration significative de la sensibilité comparativement aux capteurs SIW existants (résonateurs, déphaseurs, etc.).
- Limitation de l'effet des erreurs liées aux variations du substrat ou des dimensions.
- Simplification de la mesure de phase du déphaseur SIW en une mesure de fréquence.

❖ *Dans le cas de l'antenne SIW :*

- Interrogation à distance du capteur.

### 1.3 Organisation du manuscrit

Cette thèse est composée de six chapitres organisés comme suit :

- Une revue de la littérature des capteurs intégrés au substrat est exposée dans le deuxième chapitre. Dans celui-ci, des rappels d'électromagnétisme et des lignes de transmission seront d'abord présentés. Ensuite, une introduction aux guides d'ondes intégrés au substrat et aux capteurs basés sur cette technologie sera présentée.
- Dans le troisième chapitre, un déphaseur intégré au substrat pour la détection d'hydrogène est détaillé. En premier lieu, la structure proposée ainsi que son principe de fonctionnement seront exposés. Puis, la validation expérimentale du concept de détection d'hydrogène avec le déphaseur proposé ainsi qu'une qualification de ce dernier seront présentées.
- Le quatrième chapitre introduit pour la première fois les interféromètres intégrés au substrat. Les différentes architectures proposées seront présentées avec leur principe de fonctionnement donné par un modèle théorique. La preuve de concept des interféromètres intégrés au substrat sera d'abord effectuée avec une première architecture étudiée pour la mesure du taux d'humidité relative. Ensuite, une deuxième architecture proposée pour un fonctionnement sur une ultra large bande de fréquence sera présentée.
- Dans le cinquième chapitre, une antenne cornet intégrée au substrat fonctionnalisée pour la détection d'humidité est présentée. D'abord, des rappels sur les paramètres fondamentaux des antennes seront donnés. Puis, la structure proposée sera exposée avec sa validation expérimentale.

- Le sixième chapitre présente une conclusion générale de cette thèse et comporte des récapitulatifs des travaux effectués ainsi que des résultats obtenus. Aussi, les perspectives de développements possibles de travaux futurs à partir des travaux de cette thèse seront discutées.

## Chapitre 2 - Considérations générales sur les capteurs intégrés au substrat

### 2.1 Rappels d'électromagnétisme

Les équations de Maxwell ont été introduites au milieu du 19<sup>ème</sup> siècle unifiant mathématiquement les différentes relations entre les champs magnétiques et électriques pour régir les phénomènes électromagnétiques. Ces équations, établies par James Clerk Maxwell, ont résumé les lois d'électromagnétisme développées par Gauss, Ampère, Faraday ainsi que d'autres. En 1884, le système d'équations fut simplifié en quatre équations par les physiciens Heaviside et Gibbs (2.1) à (2.4).

$$\nabla \wedge \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J} \quad (2.1)$$

$$\nabla \wedge \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.4)$$

Les quatre vecteurs caractéristiques du champ électromagnétique sont:

- Le champ électrique  $\vec{E}$ .
- Le champ magnétique  $\vec{H}$ .
- L'induction électrique  $\vec{D}$ .
- L'induction magnétique  $\vec{B}$ .



Les capacités inductives du milieu de propagation relient les champs électrique  $\vec{E}$  et magnétique  $\vec{H}$  aux inductions électrique  $\vec{D}$  et magnétique  $\vec{B}$ . Ceci est donné pour un milieu isotrope par les équations constitutives (2.5) et (2.6).

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (2.5)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.6)$$

Ces capacités inductives du milieu de propagation sont la permittivité  $\varepsilon$  et la perméabilité  $\mu$  données par (2.7) et (2.8) respectivement.

$$\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0 \quad (2.7)$$

$$\mu = \mu_r \mu_0 \quad (2.8)$$

où  $\varepsilon_r$  est la permittivité relative du milieu de propagation et  $\varepsilon_0$  la permittivité du vide donnée par  $8.854 \times 10^{-12} \text{ F.m}^{-1}$ . Similairement,  $\mu_r$  est la perméabilité relative du milieu et  $\mu_0$  la perméabilité du vide donnée par  $4\pi \times 10^{-7} \text{ H.m}^{-1}$ .

Pour les milieux non magnétiques, la perméabilité relative est égale à 1. Cependant, ces milieux présentent souvent des pertes ce qui introduit dans le calcul de la permittivité relative équivalente la conductivité électrique  $\sigma$ .

La permittivité relative équivalente est complexe et est donnée en fonction de  $\varepsilon_r$  et  $\sigma$  par

$$\bar{\varepsilon}_r = \varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\varepsilon_0 \omega} \quad (2.9)$$

## 2.2 Lignes de transmission

Il existe de nombreux types de lignes de transmission utilisés pour le transport des signaux hyperfréquences tels que les lignes bifilaires (câble coaxial, paires torsadées, ...), les

circuits planaires (lignes microruban, lignes coplanaires, ...) et les guides d'ondes métalliques. Dans cette section, deux types de lignes de transmission sont présentés afin de faciliter la compréhension du fonctionnement et du mécanisme de détection des structures présentées dans les chapitres suivants; il s'agit des guides d'ondes rectangulaires ainsi que des lignes microruban (*microstrip* en anglais).

### 2.2.1 Guides d'ondes rectangulaires

Les guides d'ondes rectangulaires sont des tuyaux métalliques de section rectangulaire généralement creux ne contenant que de l'air ambiant. Dans ce type de guides d'ondes, seules les ondes électromagnétiques peuvent se propager du fait de la présence d'un seul conducteur (il n'y a pas de tension qui se propage puisqu'il n'y a pas de différence de potentiel).

Les ondes électromagnétiques qui se propagent à l'intérieur d'un guide d'ondes rectangulaire sont très peu dissipées par l'air contenu dans ce dernier. Pour cette raison, ces guides d'ondes sont utilisés dans plusieurs domaines. Divers composants tels que les isolateurs, les détecteurs, les coupleurs et les atténuateurs en guides d'ondes rectangulaires sont disponibles. La Figure 2-1 montre différentes structures en guides d'ondes rectangulaires [5].

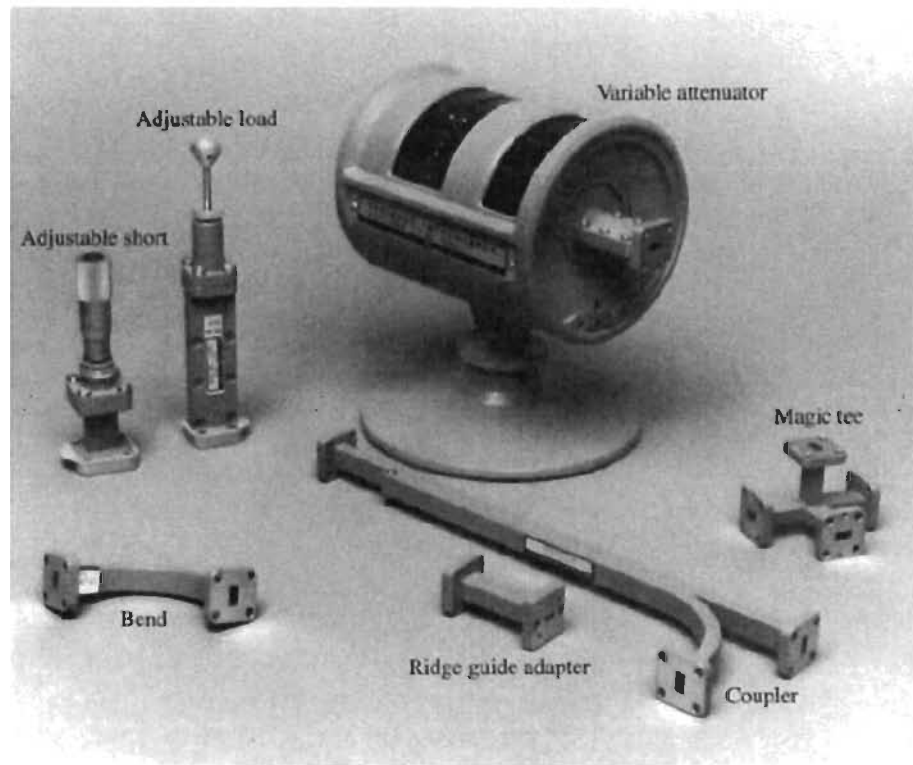


Figure 2- 1. Composants en guides d'ondes rectangulaires en bande Ka [5].

Les modes de propagation supportés par ce type de guides d'ondes sont les modes transverse électrique TE et transverse magnétique TM. Pour ces modes, le champ électrique ou le champ magnétique, respectivement, sont normaux à la direction de propagation. Le mode transverse électromagnétique TEM n'est pas supporté du fait qu'il n'y a qu'un seul conducteur. La propagation du signal se fait à partir d'une fréquence appelée la fréquence de coupure du guide. Cette fréquence est liée au mode de propagation, à la permittivité relative du guide ainsi qu'à ses dimensions. La Figure 2-2 montre la géométrie du guide d'ondes rectangulaire.

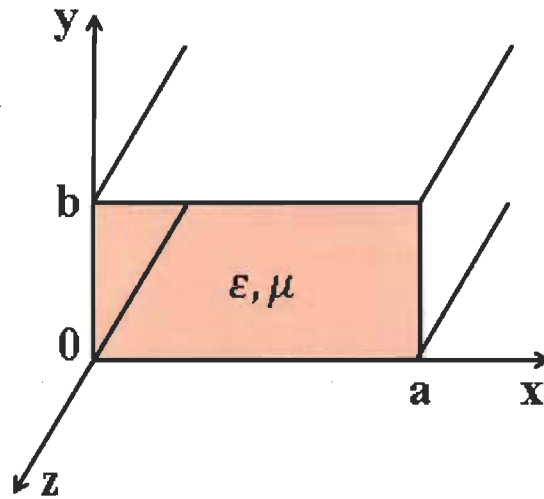


Figure 2- 2. Géométrie du guide d'ondes rectangulaire.

Les équations de propagation des champs électrique et magnétique pour chaque mode sont détaillées dans [5]. Le Tableau 2-1 résume les équations du guide d'ondes rectangulaire.

Tableau 2- 1. Résumé des équations des modes TE et TM du guide d'ondes rectangulaire [5].

Quantité	Mode TE <sub>mn</sub>	Mode TM <sub>mn</sub>
$k$	$\omega\sqrt{\mu\epsilon}$	$\omega\sqrt{\mu\epsilon}$
$k_c$	$\sqrt{(m\pi/a)^2 + (n\pi/b)^2}$	$\sqrt{(m\pi/a)^2 + (n\pi/b)^2}$
$\beta$	$\sqrt{k^2 - k_c^2}$	$\sqrt{k^2 - k_c^2}$
$\lambda_c$	$\frac{2\pi}{k_c}$	$\frac{2\pi}{k_c}$
$\lambda_g$	$\frac{2\pi}{\beta}$	$\frac{2\pi}{\beta}$
$v_p$	$\frac{\omega}{\beta}$	$\frac{\omega}{\beta}$
$\alpha_d$	$\frac{k^2 \tan \delta}{2\beta}$	$\frac{k^2 \tan \delta}{2\beta}$

$E_z$	0	$B \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$
$H_z$	$A \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$	0
$E_x$	$\frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$	$\frac{-j\beta m\pi}{k_c^2 a} B \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$
$E_y$	$\frac{-j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} A \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$	$\frac{-j\beta n\pi}{k_c^2 b} B \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$
$H_x$	$\frac{j\beta m\pi}{k_c^2 a} A \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$	$\frac{j\omega\epsilon n\pi}{k_c^2 b} B \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$
$H_y$	$\frac{j\beta n\pi}{k_c^2 b} A \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$	$\frac{-j\omega\epsilon m\pi}{k_c^2 a} B \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$
$Z$	$Z_{TE} = \frac{k\eta}{\beta}$	$Z_{TM} = \frac{\beta\eta}{k}$

### 2.2.2 Lignes microruban

Les lignes microruban sont très utilisées dans les systèmes hyperfréquences. Elles sont composées d'un substrat dont la partie supérieure comporte une ligne conductrice et la partie inférieure consiste en un plan de masse formé par une plaque conductrice. Le schéma d'une ligne microruban est présenté dans la Figure 2-3.

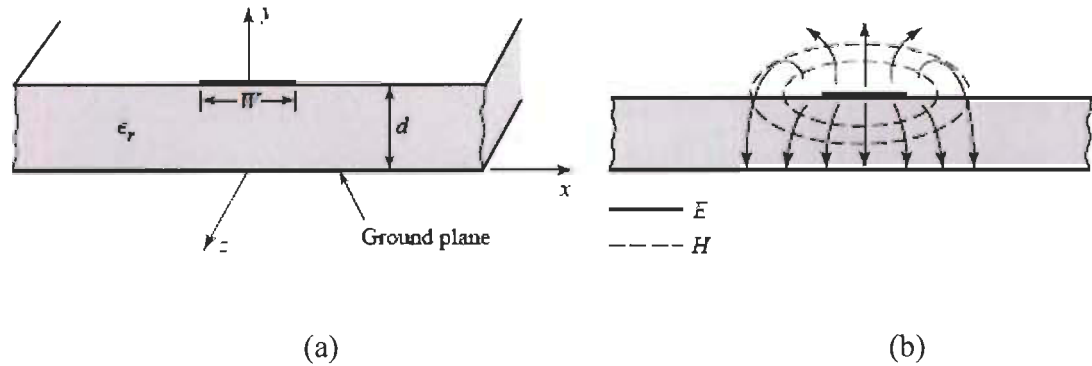


Figure 2- 3. Ligne microruban : a) Géométrie, b) Lignes de champ électrique et magnétique [5].

Étant donné que la vitesse de phase des champs TEM dans le diélectrique ( $c/\sqrt{\epsilon_r}$ ) est différente de celle dans l'air ( $c$ ), les lignes microruban ne peuvent pas supporter un mode TEM pur, mais plutôt un mode hybride TM-TE. Ceci est dû au fait que les lignes de champ ne sont pas entièrement concentrées dans le diélectrique entre la ligne conductrice et le plan de masse, car une partie se retrouve dans l'air. En pratique, l'épaisseur du diélectrique est plus petite que la longueur d'onde du signal qui se propage, par conséquent, un mode quasi-TEM est considéré. La permittivité effective  $\epsilon_{eff}$  de la ligne microruban ainsi que son impédance caractéristique sont données par (2.10) et (2.11) respectivement.

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \quad (2.10)$$

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln\left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d}\right) & \text{pour } \frac{W}{d} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[\frac{W}{d} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{W}{d} + 1.444\right)\right]} & \text{pour } \frac{W}{d} \geq 1 \end{cases} \quad (2.11)$$

Pour une valeur donnée de l'impédance caractéristique et de la permittivité relative du substrat, la conception de la ligne microruban peut se faire à partir de l'équation

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{pour } \frac{W}{d} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{pour } \frac{W}{d} > 2 \end{cases} \quad (2.12)$$

avec

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r}\right)}$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

L'atténuation due aux pertes du diélectrique ainsi qu'aux pertes dans le conducteur est donnée par (2.13) et (2.14) respectivement.

$$\alpha_d = \frac{k_0 \epsilon_r (\epsilon_{eff} - 1) \tan \delta}{2 \sqrt{\epsilon_{eff} (\epsilon_r - 1)}} \quad (2.13)$$

avec  $\tan \delta$  la tangente de perte du diélectrique.

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 W} \text{ avec } R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2 \sigma}} \quad (2.14)$$

### 2.3 Diviseur de puissance Wilkinson

La division du signal est une opération cruciale dans le fonctionnement de plusieurs systèmes RF. Elle peut être effectuée, entre autres, au moyen d'un diviseur de puissance de type Wilkinson. Ce dernier, très utilisé dans les applications micro-ondes, permet des divisions arbitraires de la puissance. Dans le cas des composants proposés plus tard dans ce manuscrit, une division égale de la puissance d'entrée est souhaitée. La Figure 2-4 montre une forme du diviseur de puissance Wilkinson à base de lignes microruban.

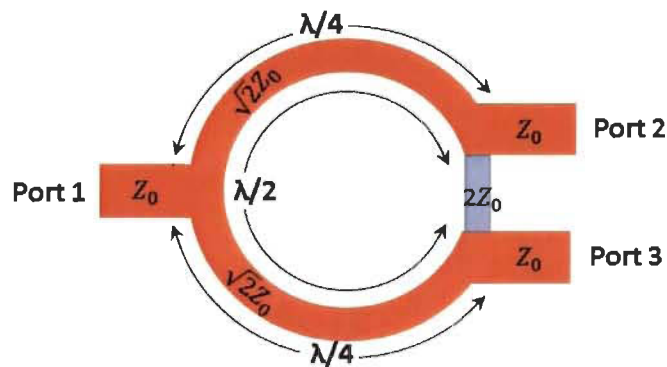


Figure 2- 4. Diviseur de puissance Wilkinson.

Ce diviseur est composé d'une entrée (port 1) et de deux sorties (port 2 et 3). L'entrée consiste en une ligne d'impédance  $Z_0$  et de deux lignes quart d'onde ( $\lambda/4$ ) d'impédance

caractéristique  $Z = \sqrt{2}Z_0$ . Les deux sorties ont une impédance  $Z_0$  avec une résistance  $R = 2Z_0$  placée entre elles. Cette résistance permet l'adaptation des trois ports et assure l'isolation entre les ports 2 et 3. Le signal d'entrée est divisé en deux signaux de même amplitude et phase répartis entre ces deux ports. Dans le cas idéal, la matrice  $S$  du diviseur de puissance Wilkinson avec des charges adaptées est :

$$S = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Dans ce cas, la puissance d'entrée est divisée efficacement de façon égale entre les deux ports de sortie. Ces derniers sont isolés et tous les ports sont adaptés. Si deux signaux de même amplitude et phase sont appliqués simultanément aux ports de sortie, leur somme résultera au niveau du port d'entrée. Aucune puissance ne sera dissipée, car le même potentiel sera appliqué sur la résistance des deux ports. Par conséquent, le diviseur de puissance Wilkinson agira comme un combineur de puissance.

## 2.4 Coupleurs directionnels

Un autre moyen pour effectuer la division du signal est l'application des coupleurs directionnels. Ces derniers sont des composants micro-ondes très utilisés dans diverses applications RF pour coupler ou diviser la puissance de façon disproportionnée ou de manière égale. La Figure 2-5 montre deux symboles utilisés pour les coupleurs directionnels. Le port 1 présente le port d'entrée (input), le port 2 montre le port direct (through), le port 3 est le port couplé (coupled) et le port 4 est le port isolé (isolated). Dans un cas idéal, l'onde incidente au port d'entrée est couplée aux ports 2 et 3 uniquement. Le port 4 est isolé. Similairement, une onde incidente au port 4 est couplée aux ports 2 et 3 seulement et le port



1 devient isolé. Il n'y a pas de couplage entre les ports 1 et 4. Dans le cas où l'onde est injectée aux ports 2 ou 3, la puissance est couplée aux ports 1 et 4 seulement. Il n'y a pas de couplage entre les ports 2 et 3. Ainsi, les entrées et les sorties sont découplées entre elles. Généralement, les coupleurs directionnels sont conçus de telle sorte à ce que tous les ports soient adaptés pour que la totalité de la puissance injectée dans le port d'entrée soit divisée sans perte sur les deux ports de sortie. Cette division peut être de manière égale ou disproportionnelle.

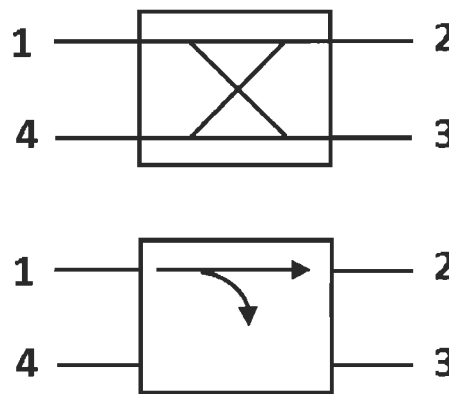


Figure 2- 5. Deux symboles utilisés pour les coupleurs directionnels.

L'évaluation des coupleurs se fait à partir de plusieurs paramètres dont les plus communs sont [5] :

- Le couplage :

$$C = 10 \log \frac{P_1}{P_3} = -20 \log \beta \text{ dB} \quad (2.16)$$

- La directivité :

$$D = 10 \log \frac{P_3}{P_4} = 20 \log \frac{\beta}{|s_{14}|} \text{ dB} \quad (2.17)$$

- L'isolation :

$$I = 10 \log \frac{P_1}{P_4} = -20 \log |s_{14}| \text{ dB} \quad (2.18)$$

- Les pertes d'insertion :

$$L = 10 \log \frac{P_1}{P_2} = -20 \log |s_{12}| \text{ dB} \quad (2.19)$$

## 2.5 Généralités sur les guides d'ondes intégrés au substrat

La réalisation de circuits en technologies planaires est très courante dans la plupart des applications pour ce qu'elle offre comme avantages en termes de petites dimensions et de bas coût. Cependant, les performances électriques que présentent ces technologies sont limitées, contrairement aux technologies volumiques qui offrent d'excellentes performances électriques mais qui ont l'inconvénient d'être coûteuses, lourdes et encombrantes.

La réalisation de circuits planaires qui présentent de bonnes performances électriques est possible grâce à la technologie SIW. Les guides d'ondes intégrés au substrat offrent l'équivalent des guides d'ondes classiques sous forme planaire [1]. La configuration de base d'un simple SIW est présentée dans la Figure 2-6. Le guide d'ondes est formé de deux surfaces conductrices séparées par un diélectrique (le substrat). Ces plans conducteurs forment les parois haute et basse du guide. Les parois latérales sont formées par des vias métallisés dont l'espacement  $a_r$  est défini selon la fréquence de coupure désirée. Des conditions sur le diamètre des vias métallisés  $d$  et leur espacement  $p$  pour limiter les pertes par rayonnement sont données dans [1].

$$d < \frac{\lambda_g}{5} \quad (2.20)$$

$$p \leq 2d \quad (2.21)$$

avec  $\lambda_g$  la longueur d'onde du guide.

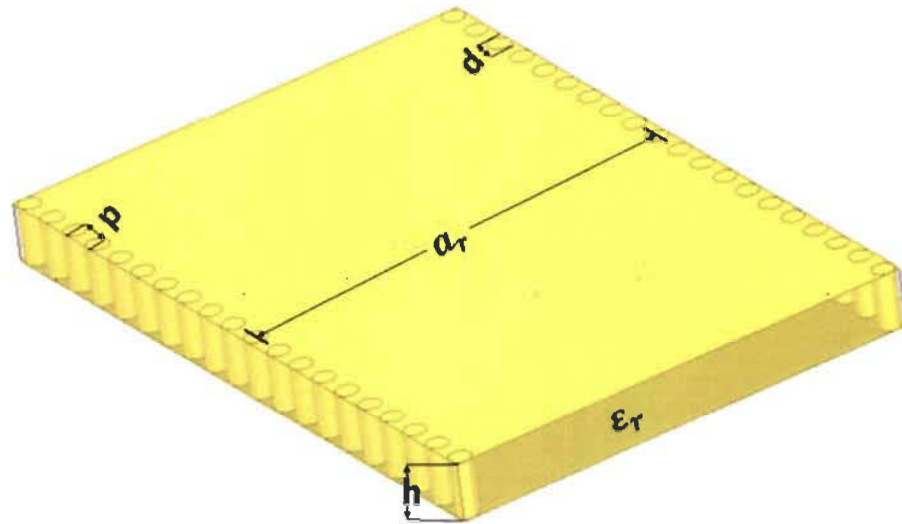


Figure 2- 6. Les paramètres physiques fondamentaux d'un guide SIW.

Ce type de guides d'ondes supporte uniquement les modes de propagation  $TE_{m0}$ . Les modes TM,  $TE_{mn}$  et  $TE_{0n}$  ne se propagent pas, puisque les parois latérales sont constituées de vias (car pour ces modes, les lignes de courant sont perpendiculaires aux vias).

Pour un guide d'ondes rectangulaire de dimensions  $a$  et  $b$  suivant  $x$  et  $y$  respectivement, la fréquence de coupure pour un mode de propagation quelconque est déterminée par :

$$f_{cmn} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.22)$$

avec  $c$ , la célérité de la lumière et  $\epsilon_r$  la permittivité relative (étant égale à 1 pour un guide d'ondes creux).

La largeur d'un SIW équivalente à la largeur d'un guide d'ondes rectangulaire classique est donnée par la formule suivante :

$$a_e = a_r - \frac{d^2}{0.95p} \quad (2.23)$$

où  $a_r$  est l'espacement entre les centres des deux rangées de vias du SIW.

En remplaçant ce paramètre dans (2.22) pour le mode dominant  $TE_{10}$ , la fréquence de coupure devient alors :

$$f_{c_{10}} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}a_e} \quad (2.24)$$

avec  $\epsilon_r$  qui est la permittivité relative du substrat.

## 2.6 Transition ligne microruban-guide d'ondes intégré au substrat

La mesure d'un guide d'ondes intégré au substrat à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel nécessite l'utilisation de transitions vers des lignes de transmission connectables à ce dernier. Différentes transitions ont été proposées dans la littérature tels que les transitions coplanaires [6] et les transitions microruban [7]. La Figure 2-7 présente la transition de la ligne microruban vers le guide d'ondes intégré au substrat.

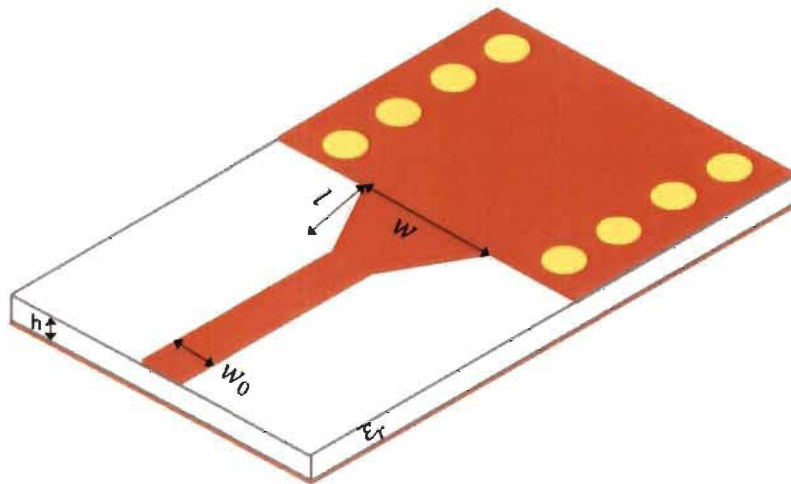


Figure 2- 7. Transition microruban-SIW.

Comme présentée dans [7], la conception de ce type de transitions repose sur le calcul des paramètres  $w_0$ ,  $w$  et  $l$ . La largeur initiale de la ligne microruban  $w_0$  est calculée à partir des équations données précédemment dans (2.10) à (2.12). La largeur  $w$  est trouvée à partir des équations :

$$\frac{1}{w_e} = \begin{cases} \frac{60}{\eta h} \ln(8 \frac{h}{w} + 0.25 \frac{w}{h}) \\ 120\pi \\ \eta h [\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln(\frac{w}{h} + 1.444)] \end{cases} \quad (2.25)$$

$$\frac{1}{w_e} = \frac{4.38}{a_e} e^{-0.627 \frac{\frac{\epsilon_r}{\epsilon_r+1} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \frac{1}{\sqrt{1+12h/w}}}{2}} \quad (2.26)$$

$$\text{avec } \eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}.$$

Finalement, la longueur  $l$  peut être calculée à partir du modèle analytique présenté dans [8]. La transition conçue peut ensuite être optimisée sur les outils de simulation électromagnétique.

## 2.7 Applications des guides d'ondes intégrés au substrat

De nombreux dispositifs intégrés au substrat ont été démontrés et présentés dans la littérature pour diverses applications. Pour la plupart de ces dispositifs, plusieurs architectures ont été développées dans le but de répondre à certains critères et problématiques tels que la bande de fréquence de fonctionnement, les dimensions et les coûts. Des exemples de filtres, coupleurs, circulateur, diviseur de puissance et antennes sont présentés dans la Figure 2-8.



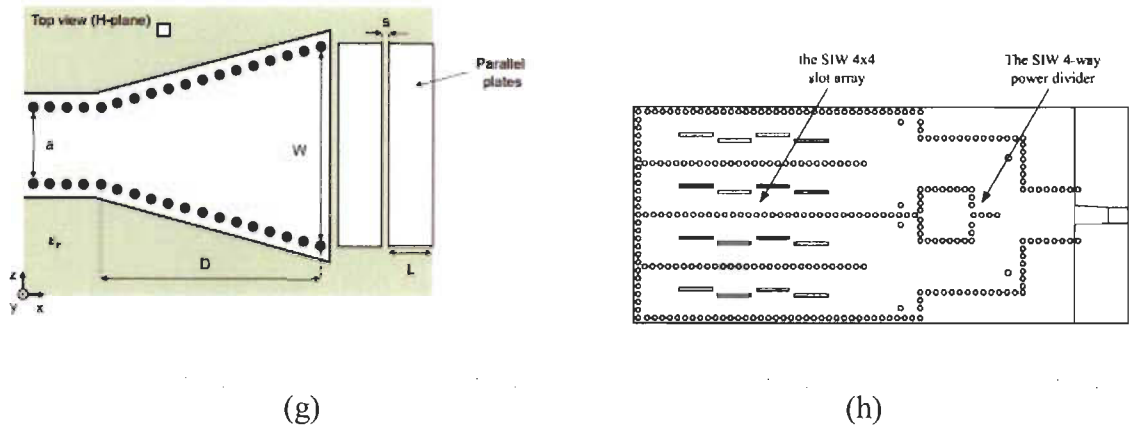


Figure 2- 8. Exemples de structures SIW présentées dans la littérature : a) et b) Filtres [9], [10], c) et d) Coupleurs [11], [12], e) Circulateur [13], f) Diviseur de puissance [14], g) et h) Antennes [15], [16].

L'exploitation de la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat pour le développement de nouveaux composants suscite de plus en plus l'intérêt, notamment pour la conception d'éléments sensibles pour les applications de détection. En effet, la fonctionnalisation des structures intégrées au substrat permet la création de capteurs compacts et intégrables avec des systèmes complexes.

## 2.8 Capteurs intégrés au substrat

La majorité des applications de mesure nécessite l'utilisation de composants assez performants afin de détecter, quantifier et même caractériser des grandeurs physiques avec une bonne précision. L'utilisation des guides d'ondes intégrés au substrat pour le développement de capteurs a été étudiée et présentée dans la littérature avec diverses architectures destinées à la caractérisation de solutions et de matériaux ainsi qu'à la détection environnementale.

### *2.8.1 Caractérisation de matériaux*

D'une manière globale, la caractérisation est une application qui permet l'identification des propriétés d'une quantité physique tel qu'un matériau sous forme solide, semi-solide ou même liquide. Cette application est indispensable dans plusieurs domaines comme l'électronique, l'aérospatial, la chimie et la pharmaceutique. En électronique, la connaissance des propriétés des matériaux permet leur exploitation pour le développement de circuits et de composants innovants. Plus particulièrement, en radiofréquences, la conception des circuits tels que les diviseurs de puissance et les antennes nécessite cette connaissance des propriétés des matériaux employés. En chimie, dans le processus de synthèse des matériaux, la caractérisation permet la comparaison entre différents éléments et l'identification de champs d'applications utiles par l'identification des propriétés des matériaux résultants. Ainsi, la caractérisation permet la valorisation de ces derniers.

Les techniques de mesure employées par la plupart des capteurs intégrés au substrat sont principalement les méthodes de résonance et de transmission /réflexion. Typiquement, les résonateurs sont utilisés dans les applications de mesure qui nécessitent une très grande précision. Cependant, leur efficacité est limitée pour des mesures sur une large bande de fréquence. Pour ces dernières, la seconde approche est souvent utilisée, et ce, malgré sa faible précision. Les cavités résonantes présentées dans [17]–[19] ainsi que le guide d'ondes intégré au substrat présenté dans [20] ont été démontrés pour la mesure des matériaux diélectriques. Ces derniers sont présentés dans la Figure 2-9.



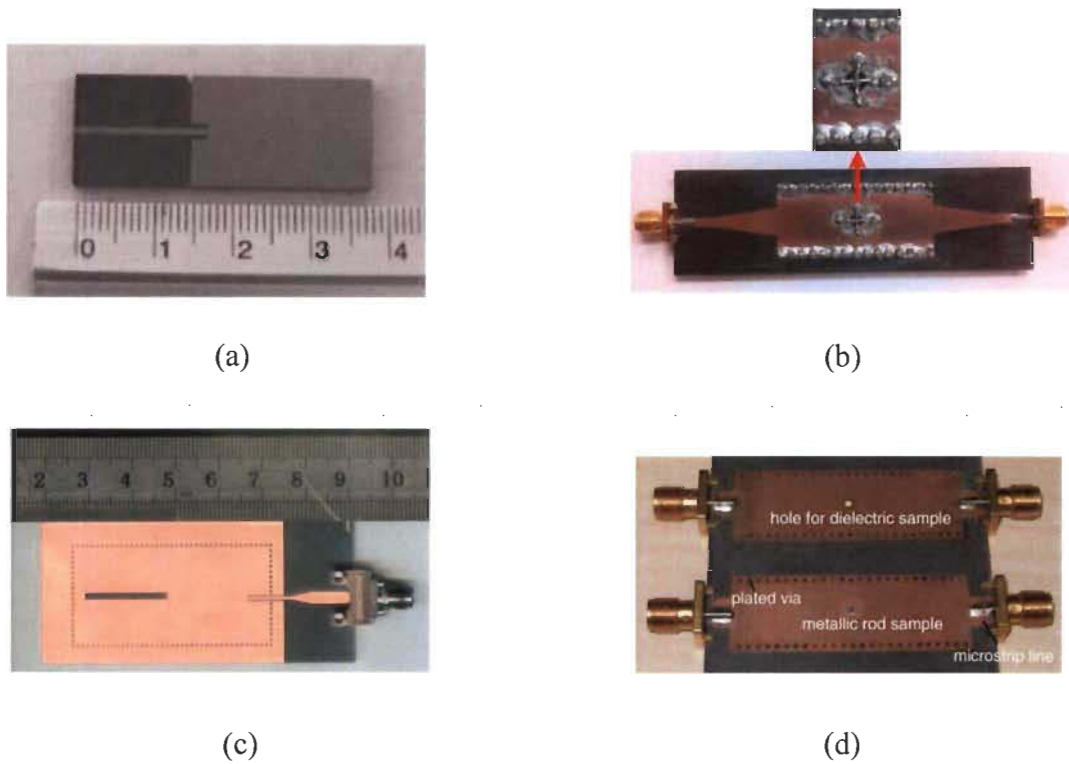


Figure 2- 9. Composants intégrés au substrat destinés à la mesure de matériaux diélectriques : a), b) et c) Résonateurs SIW [17]–[19], d) Ligne SIW [20].

Bien que plusieurs autres structures aient été étudiées, les recherches scientifiques pour le développement de nouveaux systèmes de mesure basés sur la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat ne cessent d'augmenter dans le but d'arriver à des capteurs très performants et à moindres coûts.

### 2.8.2 Détection environnementale

L'utilisation des composants intégrés au substrat pour la détection environnementale a été étudiée pour la première fois dans [21], où la détection d'humidité avec des résonateurs intégrés au substrat a été démontrée. La fonctionnalisation de ces derniers par l'insertion de régions formées de vias diélectriques remplis d'air permet la perturbation du champ

électrique confiné au niveau du substrat. Le principe de détection est basé sur un décalage de la fréquence de résonance dû à la variation de la constante diélectrique de l'air humide. Cette variation est dépendante du pourcentage de l'humidité relative.

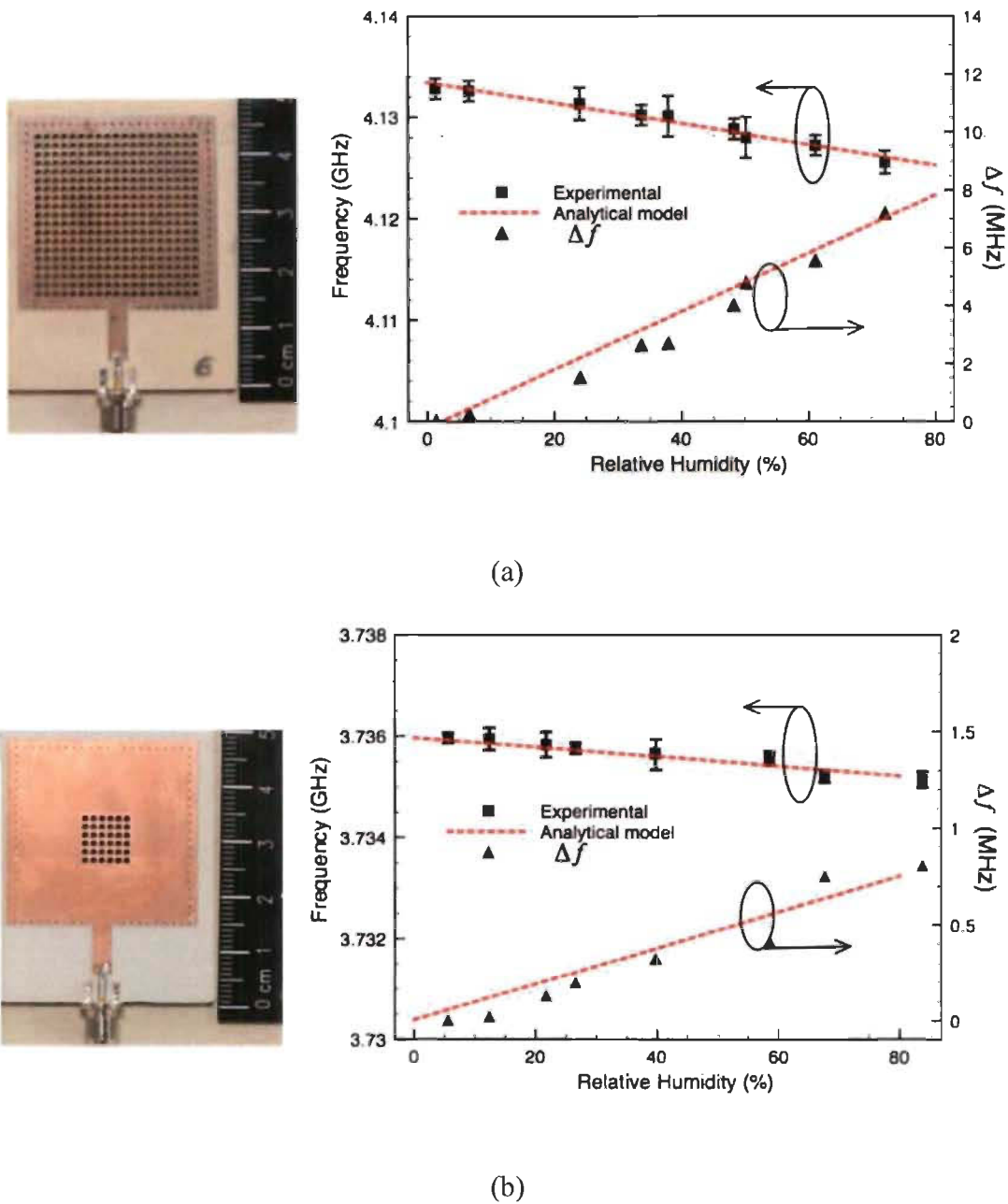


Figure 2- 10. Résonateurs SIW de région fonctionnalisée de différentes dimensions pour la détection d'humidité ainsi que leurs performances [21].

La structure des résonateurs SIW fonctionnalisés ainsi que leurs performances sont présentées dans la Figure 2-10. La sensibilité de ces structures sans l'utilisation d'un matériau sensible a été comparée à celles d'autres structures utilisant une couche sensible. Cette comparaison présentée dans [21] montre que le résonateur intégré au substrat présente un fort potentiel de détection avec sa bonne sensibilité. D'ailleurs, depuis sa présentation en 2015, plusieurs architectures dérivées du résonateur intégré au substrat ont été proposées dans la littérature pour la mesure environnementale.

Bien que la détection d'autres grandeurs physiques soit possible avec ces structures, l'utilisation des différents matériaux sensibles qui présentent souvent des pertes importantes est inévitable. Ces matériaux ont une influence directe sur le facteur de qualité des résonateurs et peuvent, dans certains cas, causer la disparition de la résonance entravant ainsi le fonctionnement du capteur.

Afin de répondre à cette problématique, une architecture d'un capteur SIW qui permet l'intégration de matériaux sensibles de fortes pertes diélectriques est proposée; il s'agit du déphaseur intégré au substrat pour la détection d'hydrogène.

## **2.9 Outils de simulation et de réalisation des capteurs intégrés au substrat**

Dans le cas des structures développées dans cette thèse, les outils de simulation électromagnétique utilisés pour la conception et l'optimisation des prototypes sont :

- ANSYS HFSS 18.
- EMPro 3D EM Simulation Software (version 2012.09).
- Advanced Design System (ADS) (version 2012.08).

Ces outils ont été fournis gracieusement par la CMC (*Canadian Microelectronics Corporation*). En ce qui concerne la prise des mesures, les analyseurs de réseaux vectoriels utilisés sont de type :

- KEYSIGHT N9918A (Agilent) disponible à l'UQTR.
- KEYSIGHT E5071C (Agilent) disponible au Centre collégial de transfert de technologie en télécommunications (C2T3) au Novocis au Parc Micro Sciences de la Ville de Trois-Rivières.

Ces derniers sont utilisés pour la preuve de concept des solutions développées, mais des circuits complets de détection pourraient être développés afin de ne plus avoir recours à leur usage. Par ailleurs, il est important de souligner les limitations liées à l'infrastructure disponible pour les tests. Celles-ci ne permettraient pas la considération de certaines mesures importantes telles que la mesure d'hystérésis des structures proposées dû au manque de contrôle du banc de test employé dans les expérimentations. Quant à la réalisation des circuits, une machine de type LPKF disponible au département de génie électrique et génie informatique de l'UQTR a été utilisée. Cette dernière, présentée dans la Figure 2-11, permet la fabrication des circuits imprimés de façon rapide et simple avec une précision de vias de  $\pm 0.001$  mm.



Figure 2- 11 . Machine de fabrication utilisée LPKF ProtoMat S103 [58].

## **Chapitre 3 - Déphaseur intégré au substrat pour la détection d'hydrogène**

### **3.1 Introduction**

L'hydrogène est un vecteur énergétique utilisé dans plusieurs applications pratiques. Ses propriétés comme gaz hautement inflammable, incolore et inodore nécessitent l'utilisation de capteurs capables de détecter rapidement toute fuite d'hydrogène avant qu'elle n'atteigne 4% dans l'air afin d'assurer son utilisation en toute sécurité [22], [23].

Les technologies commerciales de détection d'hydrogène ont été étudiées et discutées dans [24]. Parmi les capteurs d'hydrogène existants, cinq types spécifiques sont plus courants. Ces types sont : les capteurs à Métal-Oxyde (MOX), à conductivité thermique (TCD), électrochimiques (EC), catalytiques (CAT) et à Métal-Oxyde-Semiconducteur (MOS) [24]. La Figure 3-1 présente quelques exemples de capteurs d'hydrogène micromachinés. D'autres technologies telles que les systèmes acoustiques [25] et optiques [26] ont été démontrées et présentées dans la littérature.

En dépit de leur capacité de détection, les capteurs d'hydrogène actuels ne répondent pas aux exigences des applications émergentes en termes de sensibilité, de robustesse et de coût. Pour cette raison, de nouveaux composants et nouvelles techniques de détection sont encore nécessaires pour atteindre les performances souhaitables.

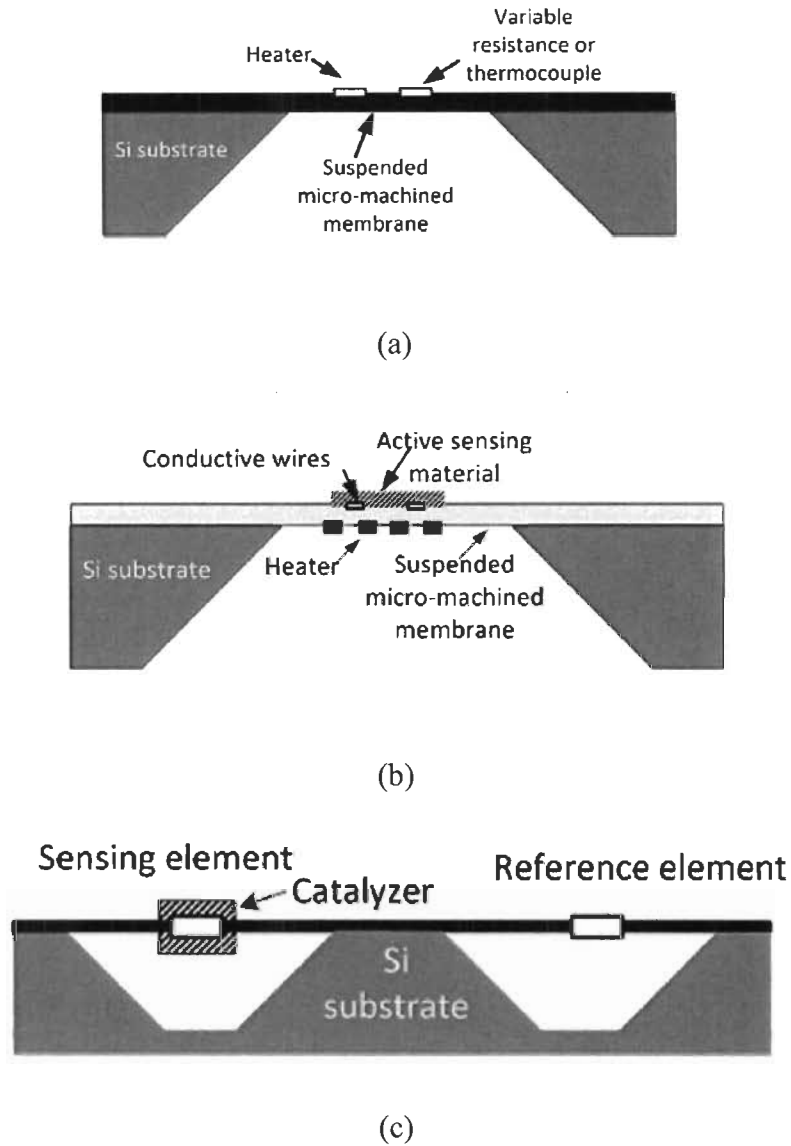


Figure 3- 1. Capteurs d'hydrogène micromachinés [24] : a) À conductivité thermique, b) À métal-Oxyde et c) Catalytique.

Dans ce chapitre, le concept de détection d'hydrogène à l'aide d'un déphaseur intégré au substrat fonctionnalisé est présenté. La structure développée permet l'intégration des matériaux sensibles de fortes pertes diélectriques sans interférer avec sa performance. Elle possède également l'avantage de fonctionner sur une large bande de fréquence, à la différence des cavités résonantes qui fonctionnent à une fréquence unique. En outre, le déphaseur SIW

peut être utilisé pour la détection de plusieurs types de gaz ou même des liquides dépendamment du matériau sensible intégré. L'élément sensible développé sera détaillé après une brève revue de la littérature des méthodes de conception des déphaseurs intégrés au substrat.

### **3.2 Déphaseurs intégrés au substrat dans la littérature**

Les déphaseurs sont des circuits indispensables dans diverses applications et systèmes comme dans les antennes réseau à commande de phase utilisées dans les systèmes radar et les systèmes de communication sans fil. Ils servent à changer la phase d'un signal RF sans le distordre. Pour cela, les déphaseurs doivent répondre à certaines caractéristiques telles qu'avoir de faibles pertes d'insertion, une amplitude stable et une forte linéarité.

Il existe diverses architectures et méthodes de conception des déphaseurs présentées dans la littérature parmi lesquelles plusieurs sont basées sur la technologie SIW. Par exemple, la conception d'un déphaseur intégré au substrat par l'insertion de vias métallisés de différents diamètres à différents endroits d'un guide SIW a été démontrée dans [3]. Une autre méthode de conception a été présentée dans [27] avec l'insertion de rangs de trous d'air dans des guides SIW. Le déphasage requis est atteint avec cette méthode en ajustant le nombre de trous, leur diamètre et leur espacement ce qui offre une bonne flexibilité de conception. Dans [28], un déphaseur résultant de la combinaison de lignes à délai et de déphaseurs de longueurs égales et de largeurs inégales a été démontré. Ce type de déphaseurs bénéficie de plusieurs avantages et fournit une phase quasi-constante sur une large bande de fréquence. La Figure 3-2 présente les prototypes réalisés de ces trois exemples.

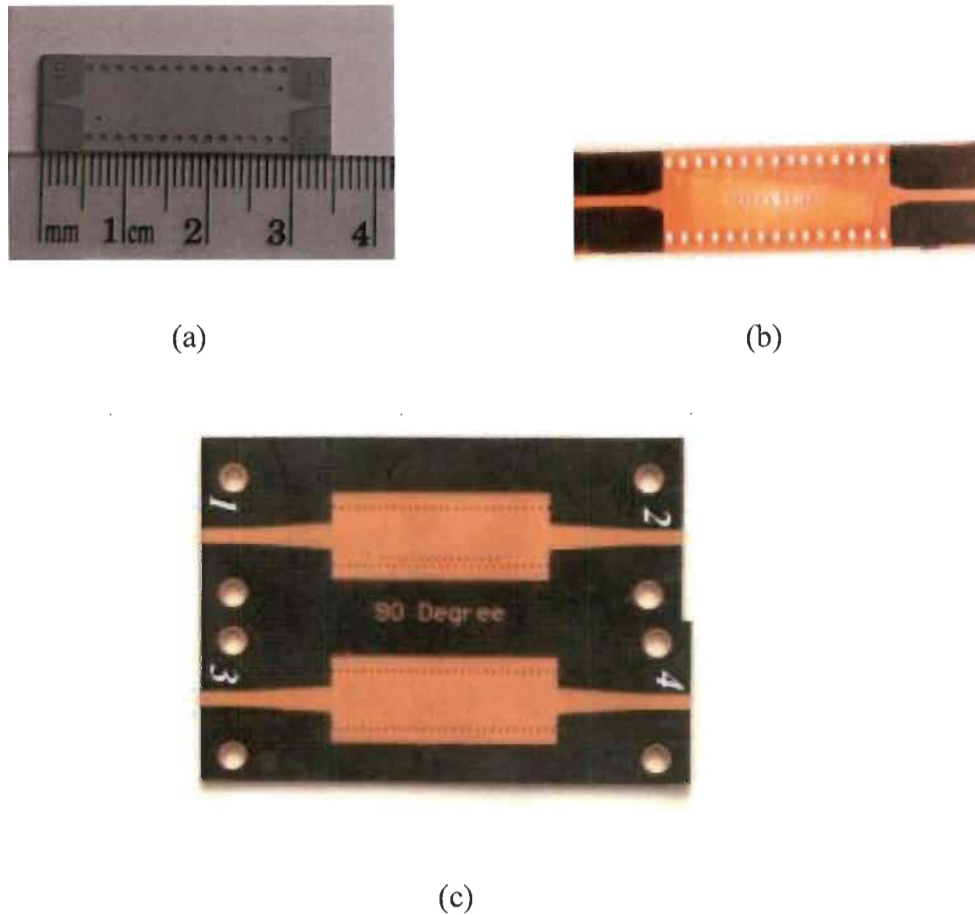


Figure 3- 2. Quelques déphaseurs intégrés au substrat présentés dans la littérature :  
a) [3], b) [27] et c) [28].

Il existe d'autres structures de déphaseurs intégrés au substrat, cependant, leur utilisation pour la détection n'a pas été abordée.

### 3.3 Théorie et principe de fonctionnement du capteur proposé

Le déphaseur intégré au substrat développé repose sur la fonctionnalisation des SIWs par l'insertion d'un réseau de trous d'air destinés à recevoir un matériau sensible. Le dispositif proposé est fonctionnalisé à l'aide d'une micro-poudre d'oxyde d'étain ( $\text{SnO}_2$ ) sensible à l'hydrogène. La structure de base de l'élément sensible est présentée dans la Figure 3-3.



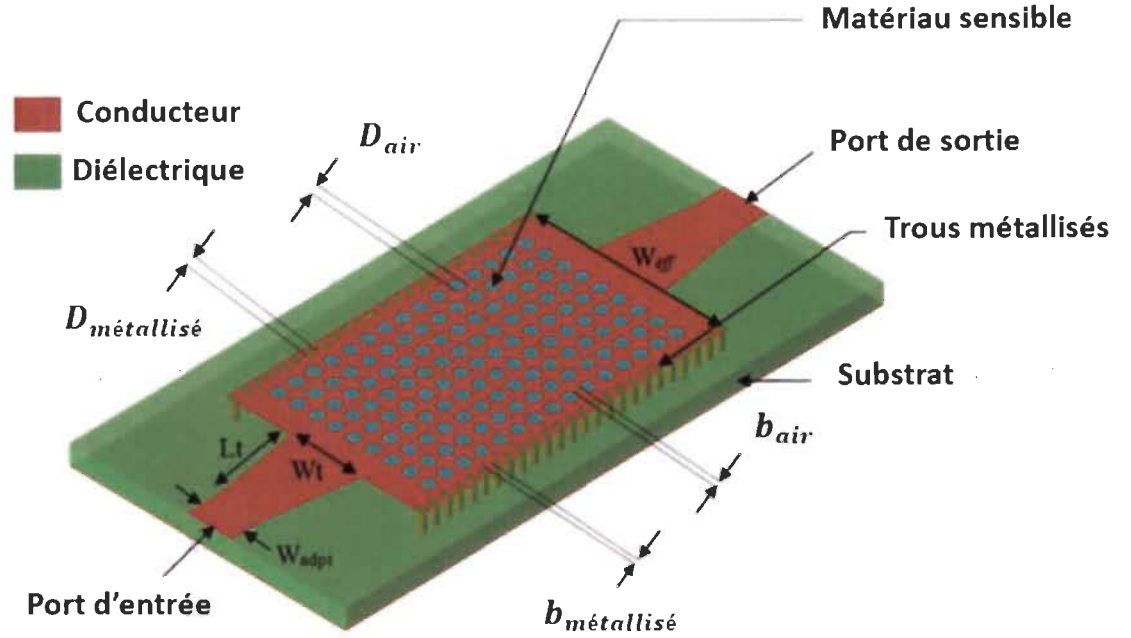


Figure 3- 3. La structure 3-D du capteur d'hydrogène intégré au substrat.

D'une manière générale, le déphasage à une fréquence d'opération  $f$  est donné par :

$$\varphi(f) = \beta(f)l \quad (3.1)$$

où  $\beta(f)$  est la constante de phase et  $l$  est la longueur du guide d'ondes.

Pour le mode  $TE_{10}$ , la constante de phase est donnée par :

$$\beta(f) = \sqrt{\left(\frac{2\pi f \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{W_{eff}}\right)^2} \quad (3.2)$$

où  $\epsilon_{eff}$  est la constante diélectrique effective de la structure.

La permittivité relative de la micro-poudre de  $SnO_2$  varie en fonction de la concentration d'hydrogène à laquelle elle est exposée [29]. Comme les dimensions du déphaseur ne

changent pas, le déphasage à une fréquence d'opération  $f$  dépend de la constante diélectrique effective  $\varepsilon_{eff}$  qui est estimée par la loi de mélange Maxwell-Garnett (MG) [21].

$$\varepsilon_{eff} = \varepsilon_r + 3v\varepsilon_r \frac{\varepsilon_r(\text{SnO}_2) - \varepsilon_r}{\varepsilon_r(\text{SnO}_2) + 2\varepsilon_r - v(\varepsilon_r(\text{SnO}_2) - \varepsilon_r)} \quad (3.3)$$

où  $\varepsilon_r(\text{SnO}_2)$  est la constante diélectrique relative de la micro poudre d'oxyde d'étain et  $v$  la fraction volumique de la région fonctionnalisée. Par conséquent, une variation du pourcentage d'hydrogène introduira un changement de la constante de phase ce qui conduit à un déphasage dans le signal de sortie. Le principe de fonctionnement du capteur d'hydrogène proposé est basé sur ce phénomène et le déphasage est utilisé comme indication du capteur.

### 3.4 Simulation et validation expérimentale

Le déphaseur SIW a été simulé avec le simulateur EMpro [30]. Les dimensions de la structure proposée sont indiquées dans le Tableau 3-1. La micro-poudre de  $\text{SnO}_2$  utilisée est présentée dans la Figure 3-4. Cette micro-poudre résulte d'un processus de broyage qui permet l'introduction de défauts microstructuraux et ainsi la création de sites d'adsorption d'hydrogène. Ce processus permet également la réduction de la taille des cristallites du  $\text{SnO}_2$  et, par conséquent, améliorer la sensibilité du capteur comme rapporté dans [31]–[33].

Tableau 3- 1. Les paramètres de conception du déphaseur SIW (en millimètres).

$w_{eff}$	$D_{m\acute{e}tallis\acute{e}}$	$D_{air}$	$B_{m\acute{e}tallis\acute{e}}$	$b_{air}$	$W_{adpt}$	$W_t$	$L_t$
14.58	0.6	0.9	1	1.2	3.64	5.75	7

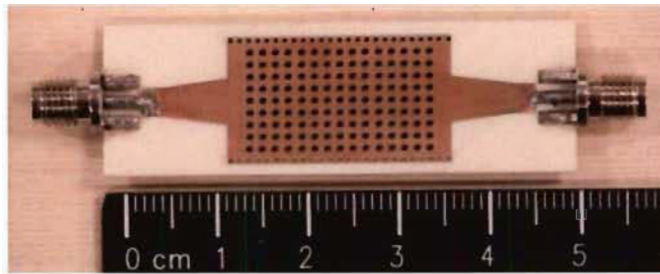
La permittivité relative de la micro-poudre de  $\text{SnO}_2$  est affectée par l'exposition de cette dernière à l'hydrogène. Le taux de variation de cette permittivité dépend de plusieurs paramètres dont la densité de la poudre utilisée et les caractéristiques du processus de broyage comme la taille des billes utilisées et la durée de la préparation.

Dans le cas du déphaseur proposé, la densité de la micro-poudre de  $\text{SnO}_2$  utilisée est de  $1,53 \text{ g/cm}^3$ . L'introduction d'une région fonctionnalisée avec le matériau sensible engendre, en effet, des pertes de réflexion, mais cela n'affecte pas le principe de fonctionnement qui est basé sur une mesure de phase. Le substrat utilisé dans la fabrication des prototypes est Rogers 4003C ( $\epsilon_r = 3,55$ ,  $\tan \delta = 0,0023$ ,  $h = 1,524 \text{ mm}$ ). Ce substrat est très utilisé dans la conception des circuits RF, car il présente de bonnes performances. En ce qui concerne le procédé de fabrication des prototypes, il s'agit du procédé standard de fabrication des circuits imprimés (*PCB : printed circuit board*). La machine de fabrication utilisée est de type LPKF ProtoMat S103, l'étain a été considéré pour la métallisation des trous et les tests ont été effectués à l'UQTR.

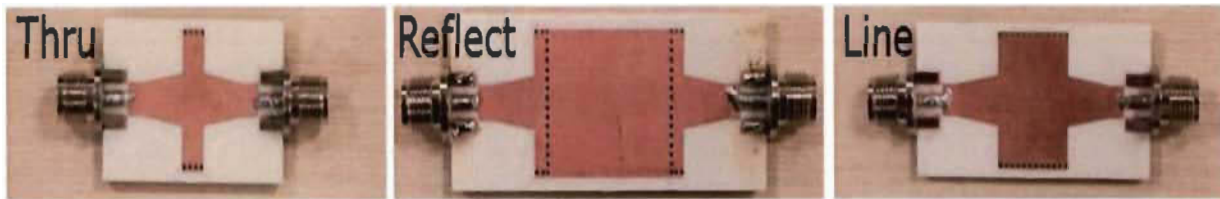


Figure 3- 4. La micro-poudre de  $\text{SnO}_2$  utilisée.

L'effet des transitions des lignes microruban vers le guide d'ondes intégré au substrat a été retiré des simulations et des mesures à l'aide d'une calibration Thru-Reflect-Line (TRL) afin d'obtenir des résultats plus précis. Les standards TRL conçus ont été définis dans l'analyseur de réseau vectoriel utilisé (KEYSIGHT N9918A (Agilent)). La Figure 3-5 montre le capteur SIW fabriqué avec son kit de calibration.



(a)

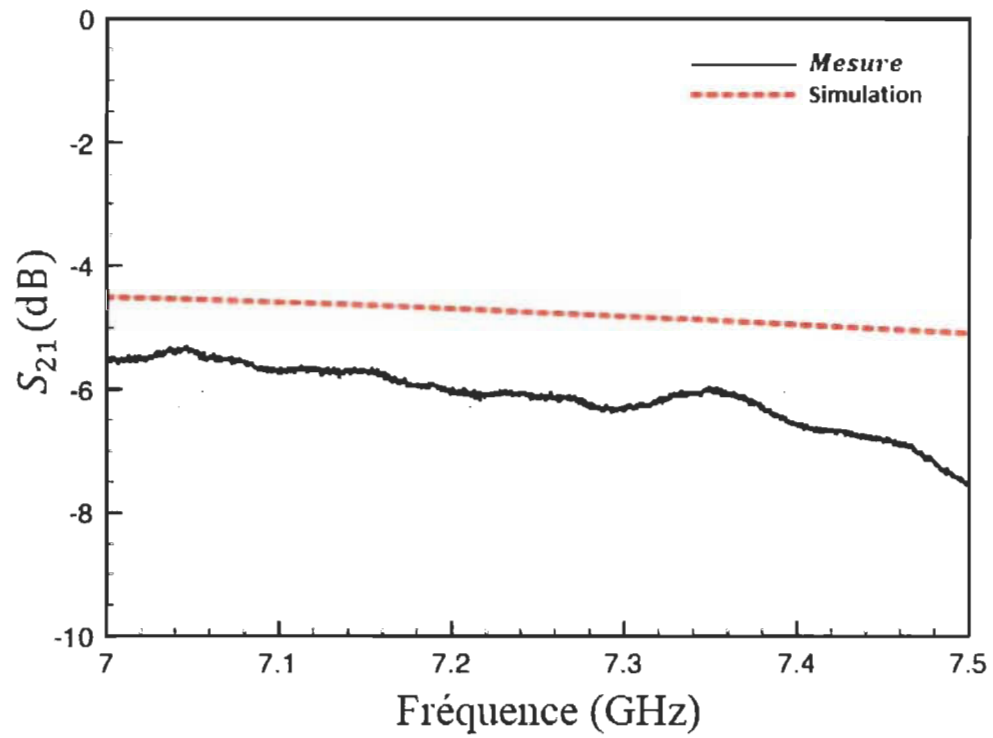


(b)

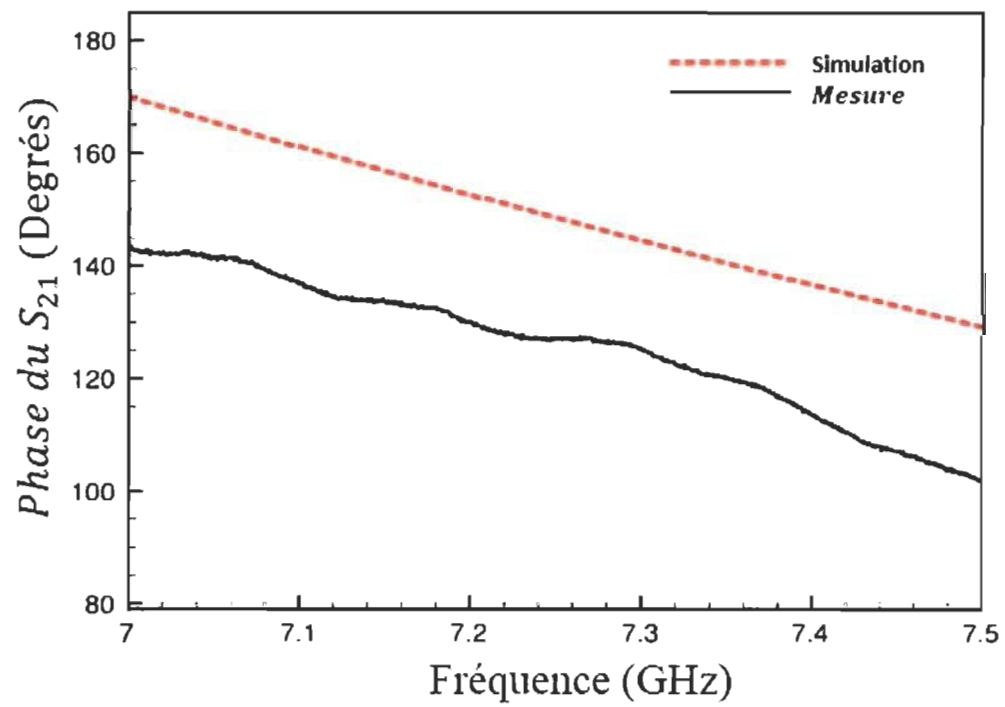
Figure 3- 5. a) Le déphaseur SIW, b) Le kit de calibration.

Le "Thru" consiste en une connexion des transitions des deux ports, le "Reflect" est un court-circuit pour éviter les effets de radiation et l'étalon "Line" consiste en une section du guide SIW ajoutée entre les deux ports. Cela en incluant aux transitions microruban les deux premiers vias métallisés du dispositif intégré au substrat afin de placer le plan de référence pour les mesures à ce niveau-là.

Une comparaison entre le module et la phase du  $S_{21}$  simulé et mesuré du dispositif est présentée dans la Figure 3-6.



(a)

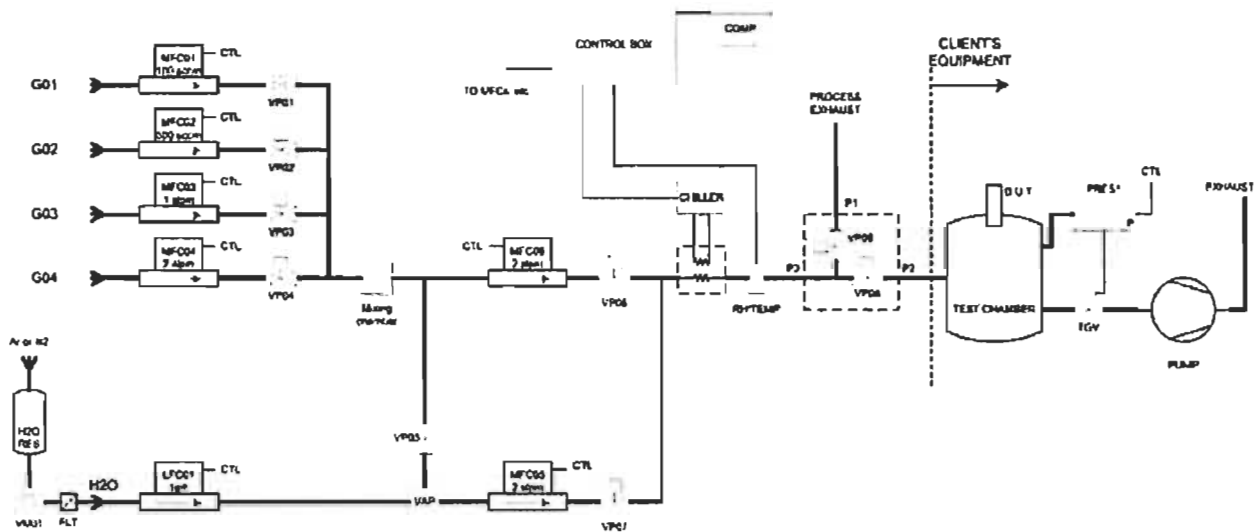


(b)

Figure 3- 6.  $S_{21}$  du capteur SIW : a) module du  $S_{21}$ , b) phase du  $S_{21}$ .

Selon cette figure, le  $S_{21}$  mesuré s'accorde bien avec les résultats de la simulation. La petite différence entre la mesure et la simulation est due à l'incertitude sur les caractéristiques diélectriques estimées de l'oxyde d'étain sur la base de l'application de la relation densité-permittivité pour les matériaux pulvérulents [34]–[36].

La sensibilité du déphaseur proposé a été testée expérimentalement en utilisant le système de caractérisation présenté dans la Figure 3-7. Le banc de test permet le mélange contrôlé de gaz grâce à ses différentes entrées connectées à des contrôleurs. Le mélange généré est envoyé dans une chambre de test hermétique. Une pompe connectée au système permet de vider cette chambre de test de l'air (voire du gaz) contenu en elle avant l'introduction du mélange. Ceci permet de limiter au maximum la présence d'autres grandeurs physiques distinctes du mélange à tester pour assurer la précision des mesures. La température du gaz injecté dans la chambre de test ainsi que la pression à l'intérieur de cette dernière sont contrôlées lors de l'exécution des expérimentations.



(a)



(b)

Figure 3- 7. Banc de test utilisé présenté dans [41] : a) Schéma du système, b) Banc de test.

Le dispositif proposé a été placé dans la chambre de test du banc de caractérisation dans laquelle de l'hydrogène ayant une concentration de 2% a été délivré à partir d'une source. L'azote a été utilisé comme diluant pour obtenir des concentrations différentes d'hydrogène. La température et la pression à l'intérieur de la chambre ont été fixées à 30° C et 14.7 Psi (1 atm) respectivement.

La Figure 3-8 montre le module et la phase du  $S_{21}$  mesuré aux concentrations de 0% et 2%  $H_2$  dans la bande de fréquence de 6.9 GHz à 7.6 GHz.

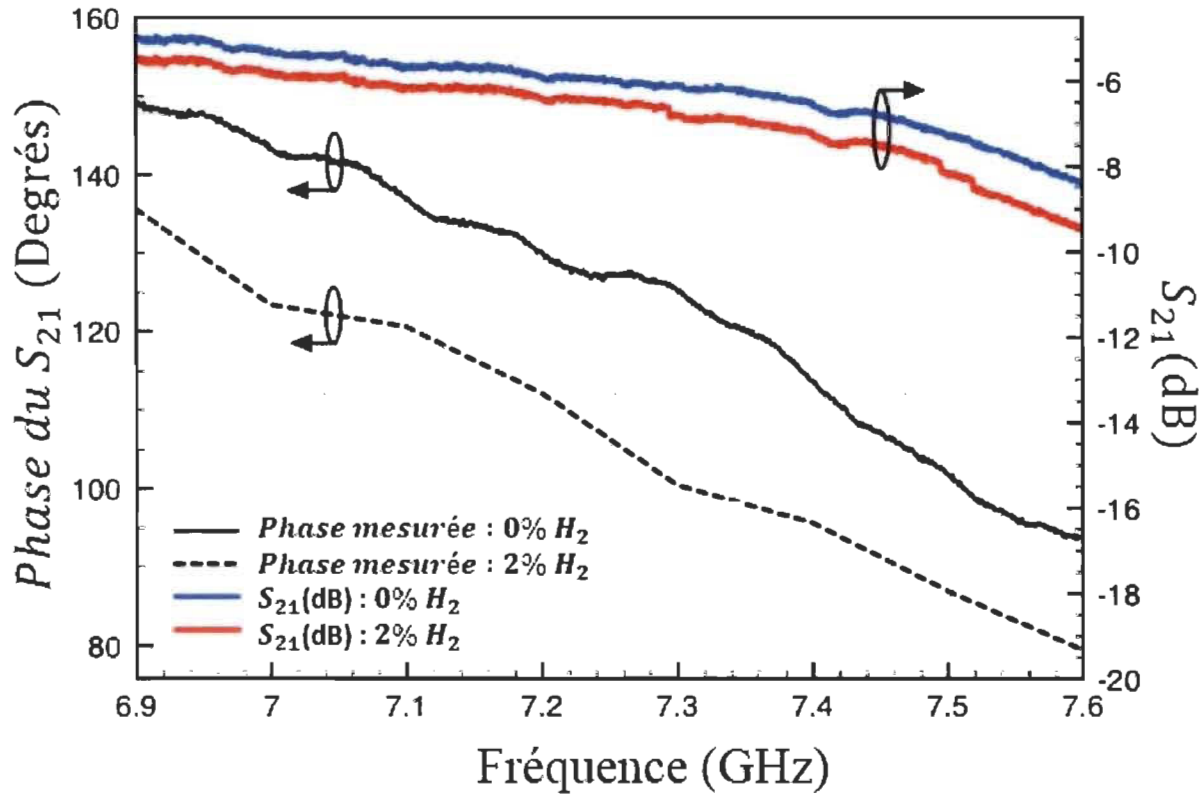


Figure 3- 8. Module et phase du  $S_{21}$  mesuré à 0% et 2%  $H_2$ .

Ces résultats montrent que la structure proposée est sensible à la présence d'hydrogène avec le décalage de la phase du  $S_{21}$  vers une valeur inférieure pour un niveau d'hydrogène plus élevé.

La mesure de phase a été effectuée toutes les 5 minutes pour différentes concentrations d'hydrogène dans la plage de 0-2% à la fréquence de fonctionnement de 7.4 GHz. Le choix de cette fréquence a été fait dans le but d'avoir des résultats précis en dépit des limitations des équipements de mesure. Cependant, il est tout à fait possible de considérer une autre fréquence dans la bande de fonctionnement du déphaseur. La durée maintenue pour chaque concentration permet au niveau d'hydrogène de se stabiliser. La mesure a été répétée dans les



mêmes conditions expérimentales pendant 4 jours pour tester la répétabilité. La Figure 3-9 montre les résultats du test d'hydrogène avec l'erreur de mesure du capteur proposé.

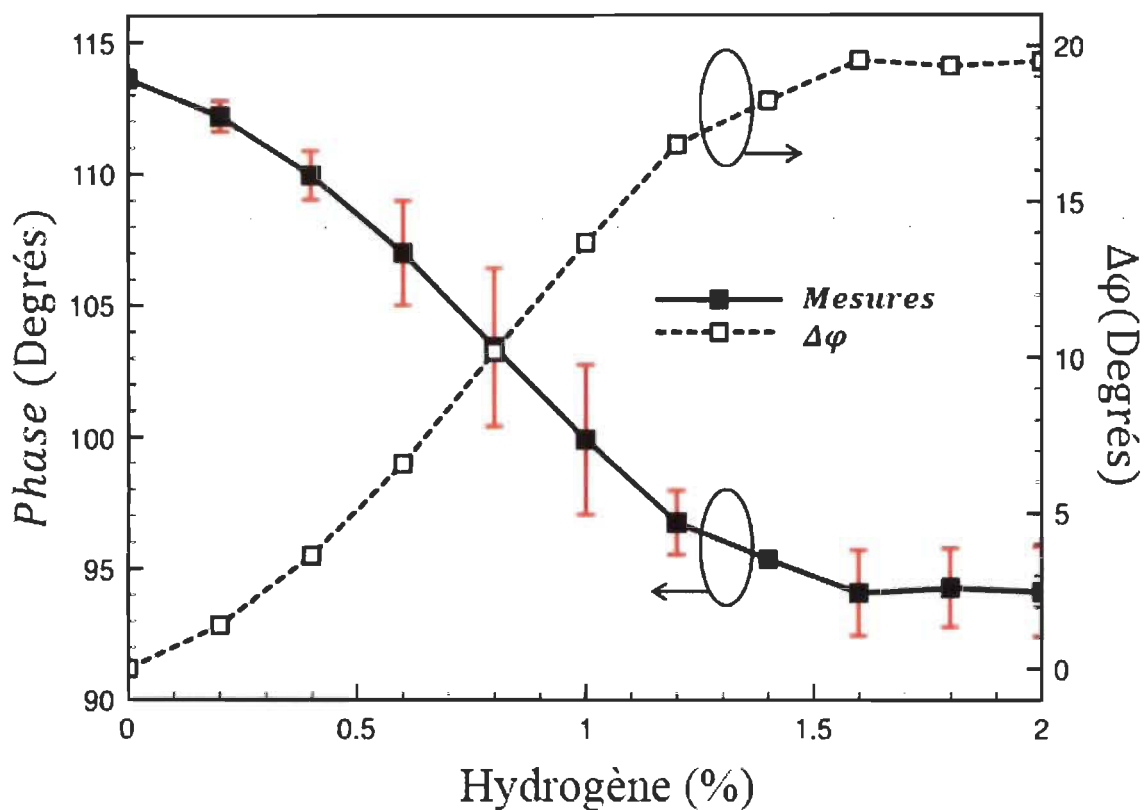


Figure 3- 9. Caractéristiques de sensibilité de la structure proposée : phase mesurée du  $S_{2I}$  en fonction de la variation d'hydrogène (gauche). Variation de la phase (droite).

Une variation de phase maximale de  $19.5^\circ$  a été enregistrée à 1.6%  $H_2$ . À cette concentration d'hydrogène, la micro-poudre utilisée de  $SnO_2$  a atteint son point de saturation (tous les sites d'adsorption ont été occupés par l'hydrogène).

Le capteur présente une sensibilité de  $12.19^\circ / H_2\%$  comme la phase du  $S_{2I}$  passe de  $113.6^\circ$  à  $96.3^\circ$ . Cette sensibilité est liée à la longueur choisie du déphaseur et peut être améliorée en augmentant  $l$  selon (3.1) et (3.2). Aussi, elle peut être améliorée via la sensibilité du

matériau sensible choisi. La répétabilité a été vérifiée et les résultats des différentes mesures s'accordent avec une différence maximale inférieure à 5°.

En ce qui concerne le temps de réponse du capteur proposé, il est très difficile de l'estimer en tenant compte du temps de réponse du système de mesure au complet. Cependant, la première variation d'hydrogène est détectée par le capteur en quelques secondes (moins de 10 secondes, ce qui inclut le temps de balayage de l'analyseur de réseau vectoriel (VNA) utilisé).

### **3.5 Qualification du déphaseur fonctionnalisé**

#### *3.5.1 Conditions expérimentales*

Des tests sous différentes conditions de pression et de température ont été effectués afin de déterminer l'impact de chaque paramètre sur le fonctionnement du capteur. Les tests ont été conduits en fixant la température initiale (30°C) et en diminuant la pression à 5 Psi, puis en fixant la pression initiale (14.7 Psi) et en augmentant la température à 45°C. Enfin, ils ont été réalisés en changeant la température et la pression initiales à 45°C et 5 Psi respectivement. Les valeurs de la température et de la pression ont été choisies selon les capacités et en respectant les mesures de sécurité du banc de test utilisé.

La Figure 3-10 présente les résultats obtenus et montre (pour les différents niveaux de température et de pression choisis) que chaque paramètre n'a pas d'impact significatif sur la fonction de détection (une variation de phase de moins de 4° a été enregistrée).

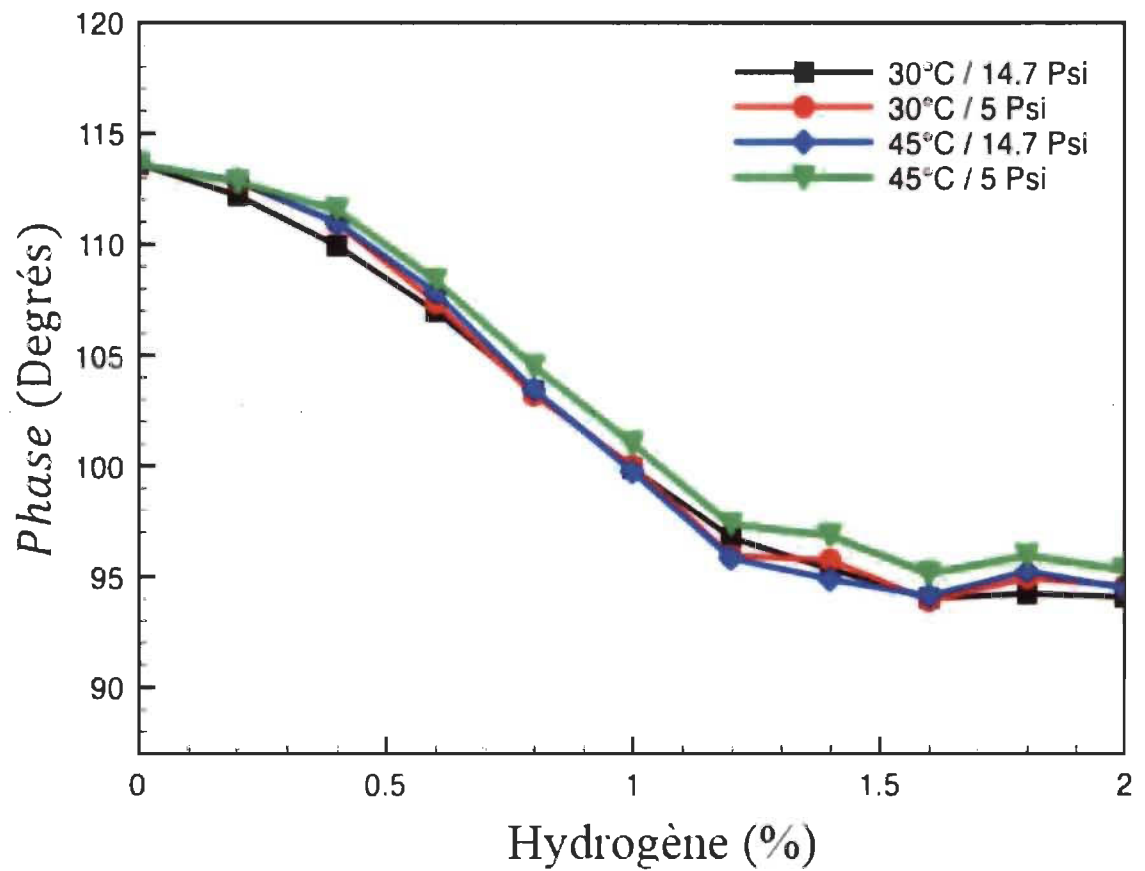


Figure 3- 10. Phase mesurée du  $S_{21}$  en fonction de la variation d'hydrogène à la fréquence de 7.4 GHz.

### 3.5.2 Intégration des matériaux de pertes élevées

L'utilisation des matériaux qui présentent une tangente de perte élevée n'est pas critique et n'affecte pas le fonctionnement du capteur. Afin d'étudier l'effet de cette dernière sur la phase, des simulations ont été effectuées à :

- Une valeur fixe de la constante diélectrique dans la région fonctionnalisée ( $\epsilon_r = 2.6$ ) et avec deux valeurs différentes de la tangente de perte ( $\tan \delta = 0,24$  et  $\tan \delta = 0,40$ ).

Les résultats sont présentés dans la Figure 3-11 et montrent que le déphasage n'est pas affecté d'une manière significative par l'augmentation de la tangente de perte (le déphasage

est inférieur à  $3^\circ$ ). Comme la phase présente l'indication du capteur et ne disparaît pas avec l'intégration des matériaux de tangente de perte élevée, le déphaseur offre une grande flexibilité dans le choix du matériau sensible. Ceci présente l'un des avantages de l'utilisation du déphaseur comparativement aux cavités résonantes dont le facteur de qualité est affecté par la tangente de perte élevée.

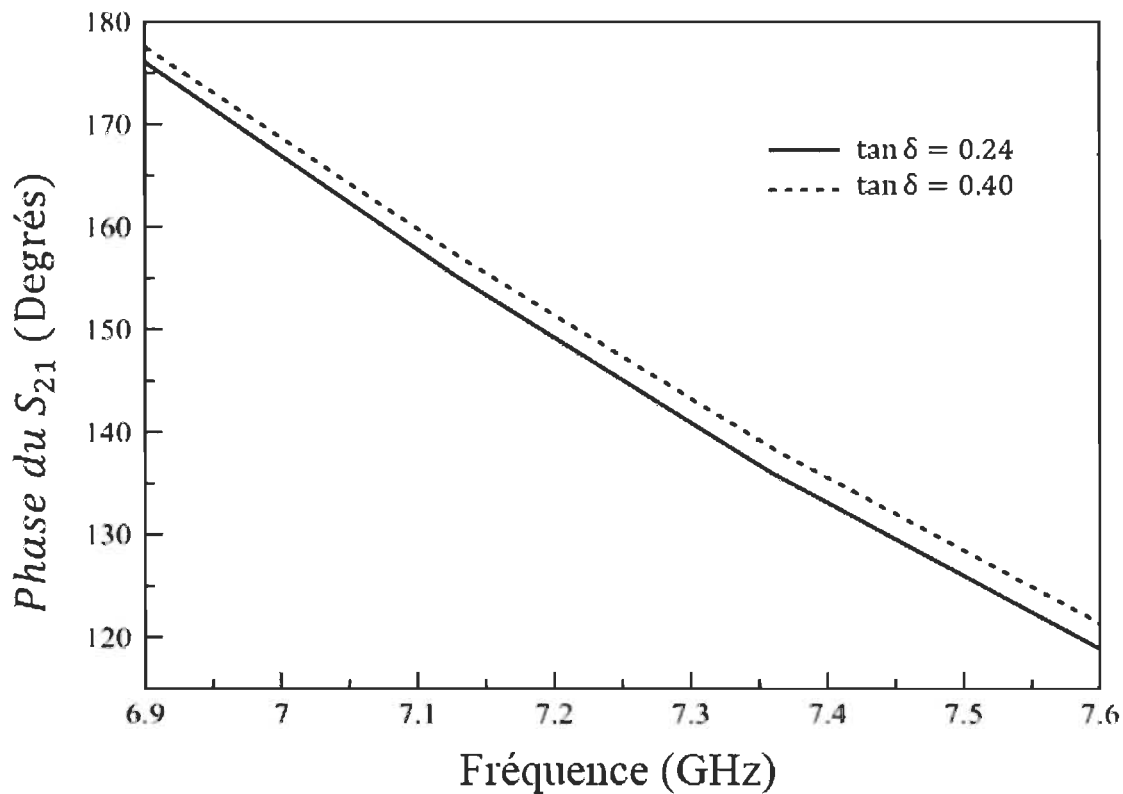


Figure 3- 11. Phase simulée du  $S_{21}$ .

### 3.5.3 Sélectivité du capteur

La sélectivité du capteur proposé a été également étudiée. Cette dernière dépend du matériau sensible utilisé. L'oxyde d'étain ( $\text{SnO}_2$ ) a été rapporté dans la littérature comme étant un matériau sensible à plusieurs gaz ( $\text{H}_2$ ,  $\text{CO}$ ,  $\text{NO}_x$ ,  $\text{CH}_4$ ,  $\text{NH}_3$ ,  $\text{SO}_2$  et  $\text{C}_2\text{H}_4\text{O}$ ). Par conséquent, la présence de ces gaz pourrait interférer avec le fonctionnement du capteur. Une

validation expérimentale n'a pas été possible en raison des limitations du banc de test et de l'indisponibilité des autres gaz. Cependant, le dispositif a été testé (à 0%  $H_2$ ) dans la plage d'humidité de 5% à 100% d'humidité relative (RH). La Figure 3-12 montre les résultats obtenus.

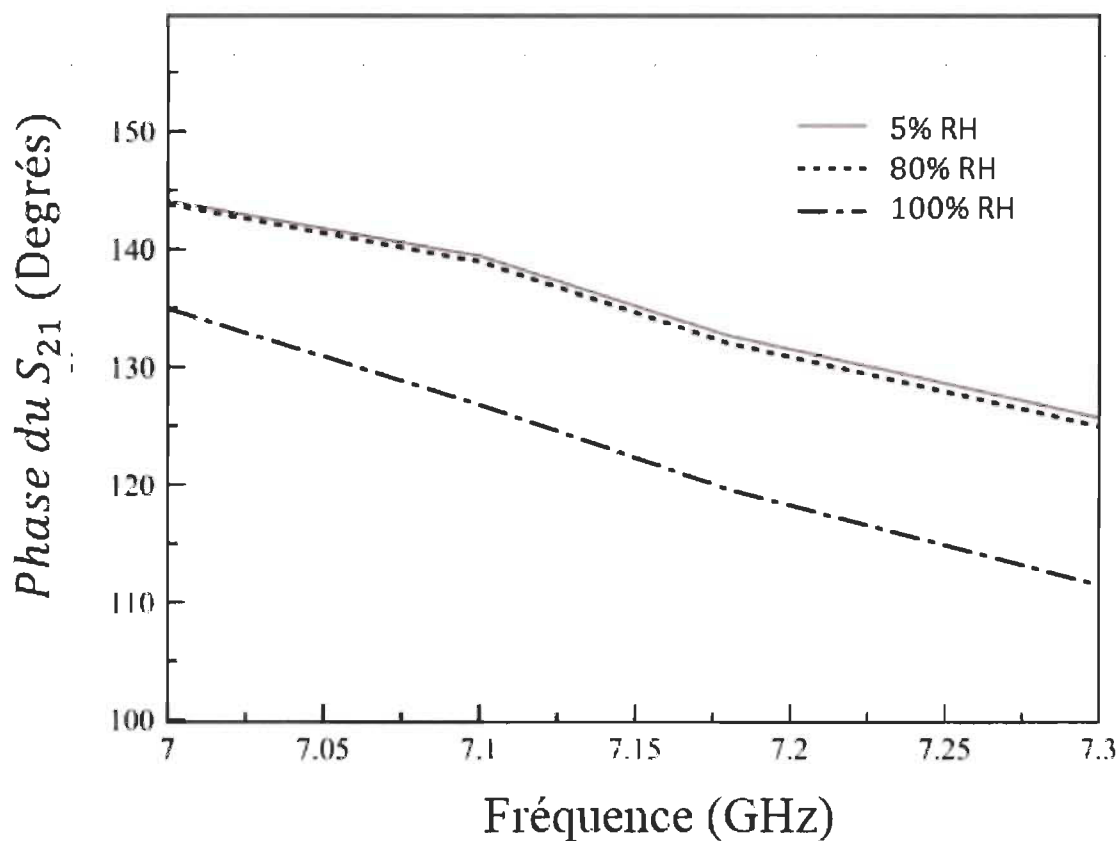


Figure 3- 12. Phase mesurée du  $S_{21}$  à 5%, 80% et 100% RH.

Comme montré dans cette figure, le fonctionnement du capteur n'a pas été affecté significativement dans la plage d'humidité de 5% à 80% RH avec une variation de  $1^\circ$ . Aux alentours de 100% RH, un changement de phase important s'est produit. Ce changement est provoqué par la présence de molécules d'eau avec une constante diélectrique très élevée ( $\sim 70$ ) dans la région fonctionnalisée, ce qui a conduit à une variation importante dans la constante

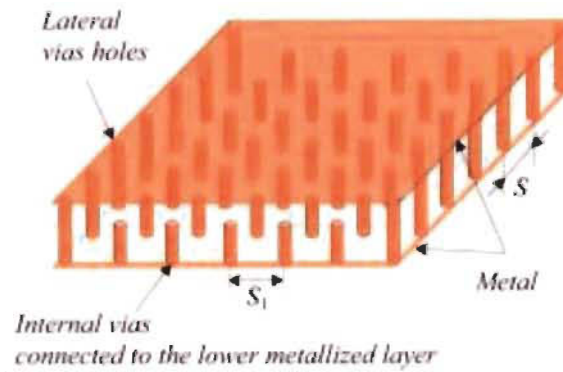
diélectrique effective de la structure. Par conséquent, un changement significatif dans la phase du  $S_{21}$  est observé.

### 3.6 Considérations de conception

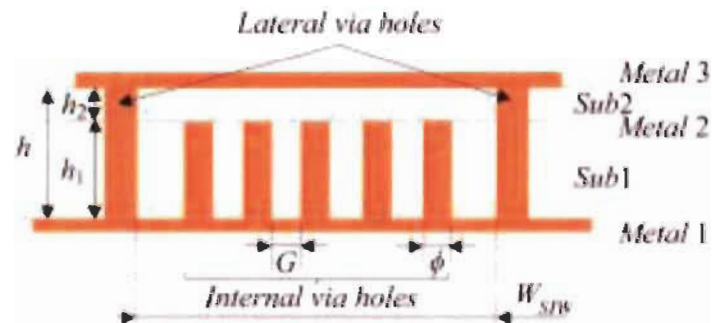
La géométrie du déphaseur intégré au substrat peut être ajustée afin de répondre à certaines exigences telles que la bande de fréquence d'opération souhaitée ou l'amélioration de la sensibilité. Il est également possible de réduire la taille du circuit, mais quelques points doivent être pris en compte lors de la conception du capteur :

- 1- La largeur  $W$  du SIW est inversement proportionnelle à sa fréquence de coupure. En considérant un  $W$  plus petit, la fréquence de fonctionnement va simplement passer à une valeur plus élevée.
- 2- En se basant sur les équations (3.1) et (3.2), la réduction de la longueur du déphaseur entraînera une sensibilité plus faible (le déphasage  $\Delta\phi$  est plus important pour une longueur plus élevée du déphaseur).
- 3- Réduire le volume occupé par la région fonctionnalisée (c.-à-d. le nombre de vias diélectriques) diminue la sensibilité du déphaseur.

Aussi, une solution pour réduire la taille du capteur tout en maintenant une bonne sensibilité est l'exploitation du concept des SIW à ondes lentes (SW-SIW) présenté dans [37]. La structure d'un guide à ondes lentes intégré au substrat est présentée dans la Figure 3-13. Dans ce guide d'ondes, une séparation spatiale des champs permet l'effet d'ondes lentes. En effet, le champ électrique est confiné dans la partie supérieure du guide d'ondes tandis que le champ magnétique est présent dans toute la structure.



(a)

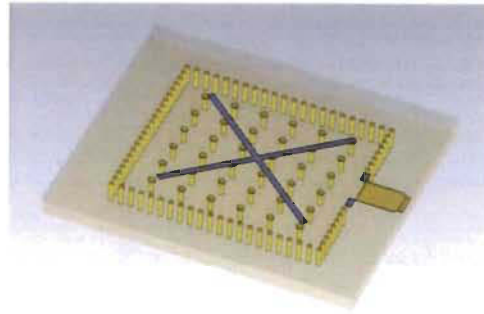


(b)

Figure 3- 13. Schéma d'un guide à ondes lentes intégré au substrat : a) Structure 3D, b) Coupe transversale du guide [37].

Pour une fréquence de coupure donnée, les guides à ondes lentes intégrés au substrat présentent des dimensions réduites comparées à celles d'un guide d'onde intégré au substrat classique. Ainsi, l'exploitation de ce concept permettrait la miniaturisation des composants SIW.

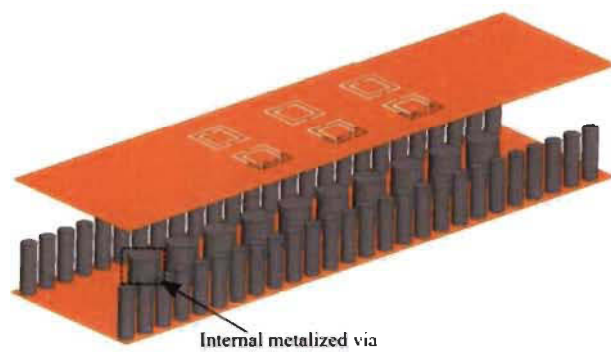
Des structures basées sur des guides SW-SIW telles qu'une antenne à fente croisée [38] et des filtres [39], [40] ont été développées. Ces structures sont présentées dans la Figure 3-14.



(a)



(b)



(c)

Figure 3- 14. Structures SW-SIW : a) Antenne à fente croisée [38], b) et c) Filtres [39], [40].

### 3.7 Choix du matériau sensible

Outre la géométrie, la sensibilité du déphaseur intégré au substrat dépend principalement de la sensibilité du matériau sensible utilisé. Les critères de choix de ce dernier sont nombreux et peuvent varier en fonction des exigences de l'application.



L'oxyde d'étain ( $\text{SnO}_2$ ) a été essentiellement choisi pour la fonctionnalisation du déphaseur pour sa sensibilité rapportée à l'hydrogène et sa disponibilité. Il est important de savoir qu'il est possible d'utiliser le déphaseur pour la détection d'autres types de gaz ou des liquides en choisissant des matériaux sensibles correspondants. Ce choix de la couche sensible est souvent limité par plusieurs facteurs tels que la sélectivité à la grandeur à détecter ou la disponibilité du matériau.

Quelques considérations majeures dans le choix du matériau sensible sont :

- Sa bonne sensibilité à la grandeur physique à détecter (l'hydrogène dans ce cas-ci).
- Sa sélectivité à cette grandeur physique (les propriétés du matériau ne doivent pas varier pour autre que la grandeur à détecter pour la précision des mesures).
- L'effet de ses propriétés telles que sa permittivité et sa tangente de perte sur le fonctionnement du capteur (le matériau ne doit pas empêcher le bon fonctionnement de ce dernier).
- La simplicité de son insertion et intégration au niveau du capteur.
- Sa disponibilité afin d'assurer une reproduction à grande échelle.
- Ses coûts qui ne doivent pas augmenter significativement le prix total du capteur.

Une liste non exhaustive de matériaux sensibles potentiels pour la détection de gaz et la mesure d'humidité relative a été présentée dans [41]. Le Tableau 3-2 présente les matériaux en question.

Tableau 3- 2. Exemples de matériaux sensibles.

Quantité physique à détecter	Matériaux sensibles potentiels
H <sub>2</sub>	SnO <sub>2</sub> , Fe <sub>2</sub> O <sub>3</sub>
O <sub>2</sub>	TiO <sub>2</sub>
O <sub>3</sub>	In <sub>2</sub> O <sub>3</sub> , ZnO
Formaldéhyde	Structure Pérovskite Oxyde: La <sub>1-x</sub> Sr <sub>x</sub> FeO <sub>3</sub> (x = 0, 0.2, 0.5); Polymères conducteurs PPy/EBSA
CO	WO <sub>3</sub> , In <sub>2</sub> O <sub>3</sub> , MoO <sub>3</sub> , V <sub>2</sub> O <sub>5</sub> , Ga <sub>2</sub> O <sub>3</sub> , TiO <sub>2</sub>
Humidité	Polymère Kapton 500HN, PV-OH

À noter que les matériaux présentés dans ce tableau ne sont pas sélectifs, ce qui signifie qu'ils présentent une sensibilité croisée (à plus d'une grandeur physique).

## **Chapitre 4 - Interféromètres intégrés au substrat pour les applications de mesure**

### **4.1 Introduction**

L'interférométrie radiofréquence (RF) est une technique attrayante pour les applications de détection qui nécessitent une grande sensibilité, une fine résolution, une grande vitesse et une haute précision [42]. Le principe général de cette technique se base sur la superposition de deux ou de plusieurs signaux pour avoir un signal exploitable à partir duquel des informations peuvent être déduites. L'origine de l'interférométrie remonte à 1887 avec la démonstration expérimentale de l'interféromètre optique pour la mesure de la vitesse de la lumière par le physicien Albert Abraham Michelson [42].

Le schéma typique de l'interféromètre RF pour la mesure de la permittivité complexe d'un milieu diélectrique est montré dans la Figure 4-1. Dans cette configuration, l'onde RF est divisée en deux ondes par un diviseur de puissance. Ce dernier pourrait être remplacé, selon le cas, par un coupleur directionnel. Après la division du signal, les deux ondes parcourent deux chemins différents. Le premier chemin sert de référence, tandis que le deuxième présente la branche sensible de l'interféromètre où le diélectrique à mesurer est placé entre deux antennes. Enfin, un mélangeur en quadrature est utilisé pour la recombinaison des deux ondes en un signal dont les composantes en phase (I) et en quadrature (Q) contiennent les informations relatives aux propriétés du diélectrique mesuré. Une autre configuration où une seule antenne est utilisée est présentée dans la Figure 4-2.

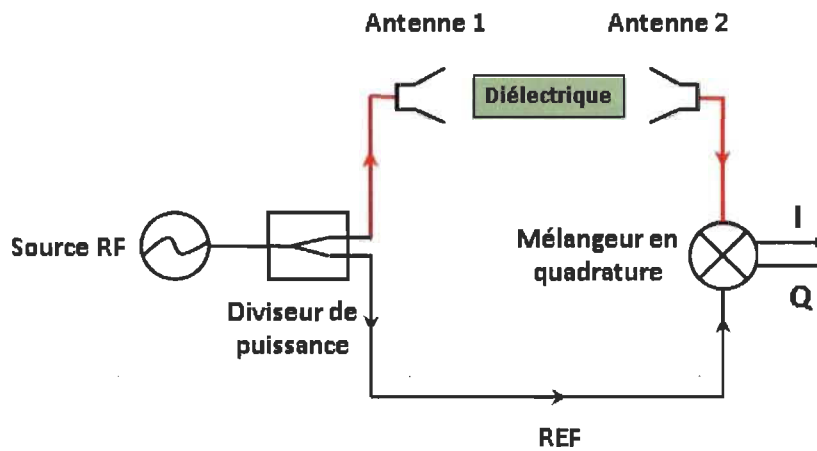


Figure 4- 1. Le diagramme schématique typique de l'interféromètre RF.

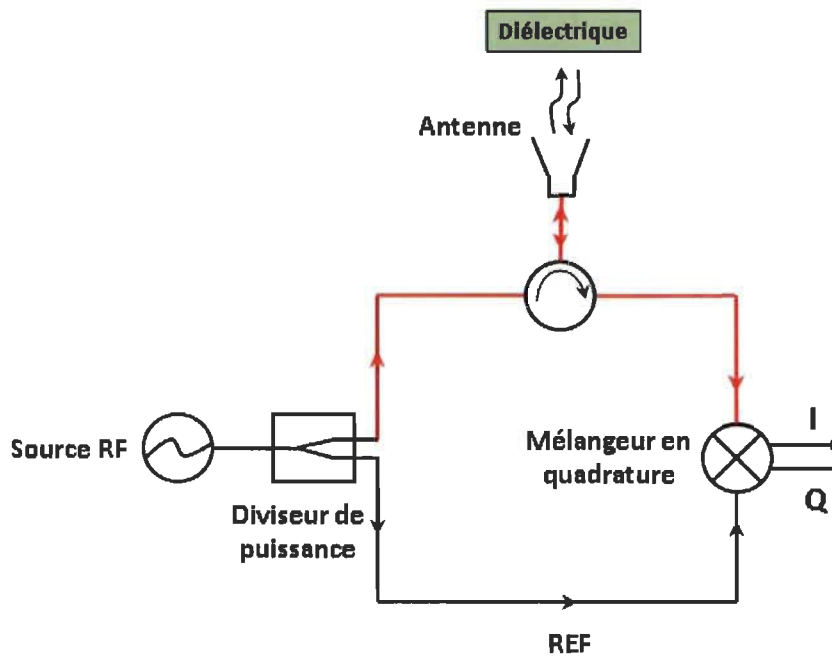
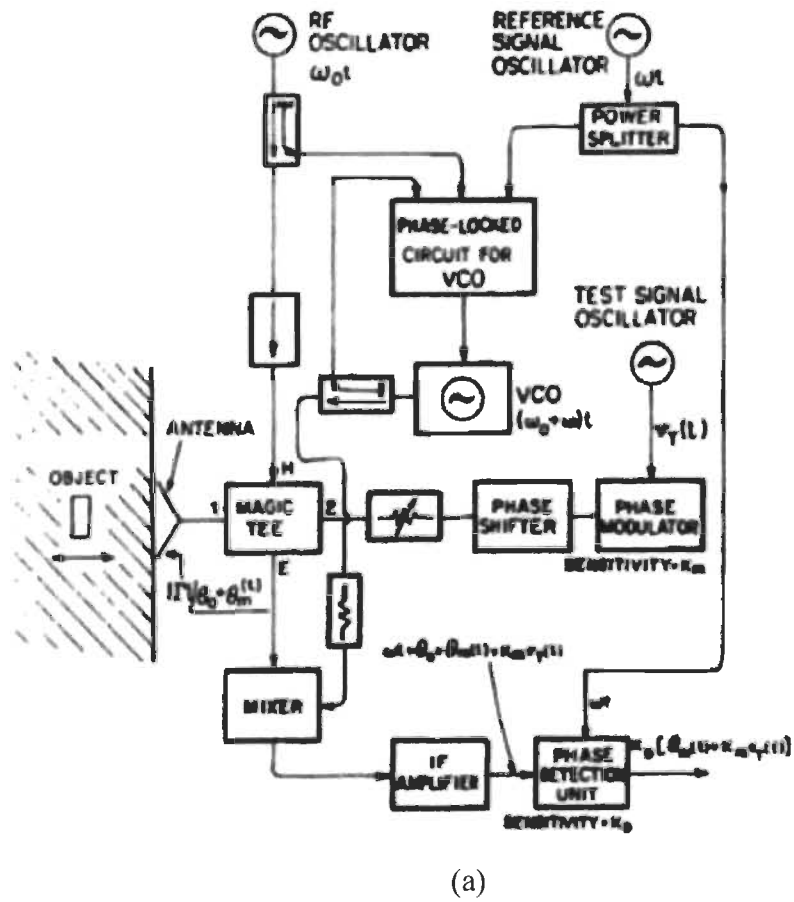


Figure 4- 2. Le diagramme schématique de l'interféromètre RF utilisant une seule antenne.

## 4.2 Interféromètres dans la littérature

Les capteurs interférométriques radiofréquences ont été largement étudiés pour diverses applications telles que la mesure des petits déplacements [43], la caractérisation de matériaux

[44] et la radioastronomie [45]. Bien que la mesure d'autres grandeurs soit possible avec cette technique, les principaux capteurs interférométriques existants sont optiques. À titre d'exemple, des capteurs de gaz à base d'interféromètres optiques Mach-Zehnder (MZ) et Fabry-Pérot (FP) ont été réalisés [46], [47]. Des exemples d'interféromètres sont présentés dans la Figure 4-3.



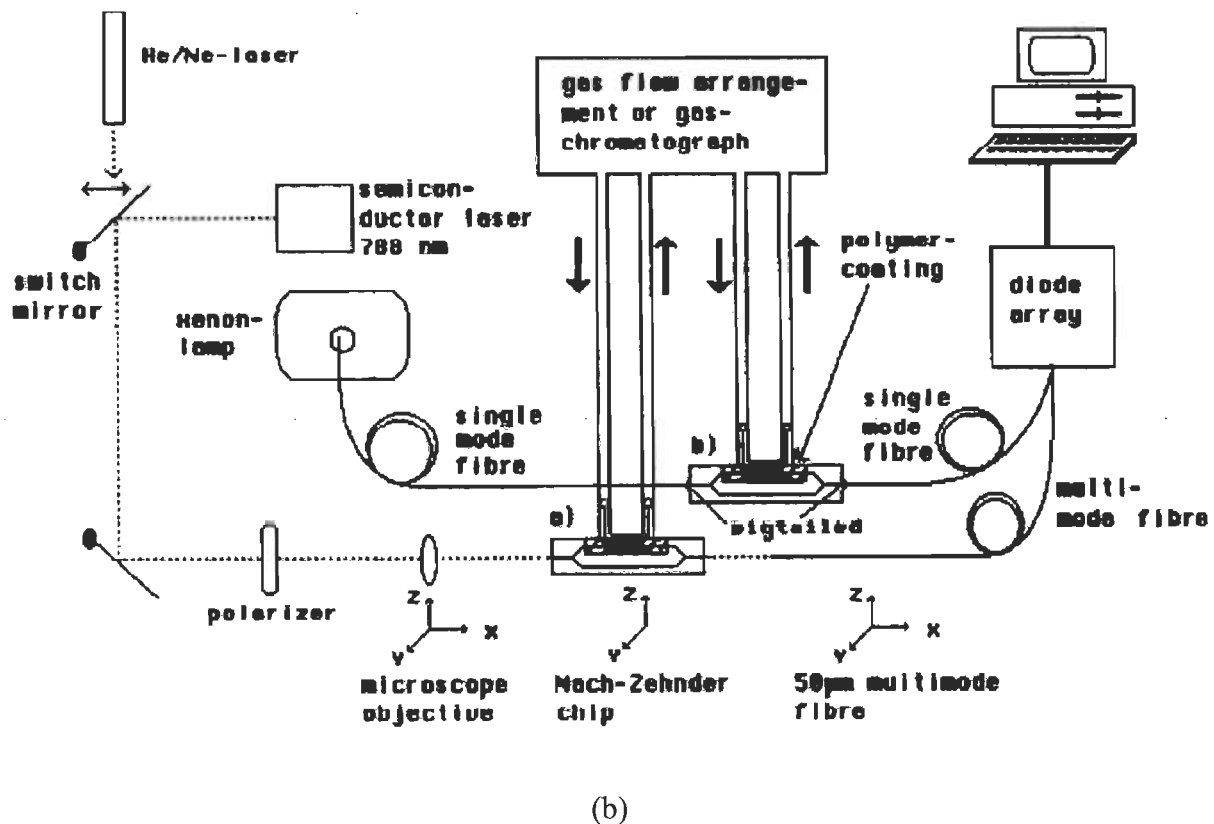


Figure 4- 3. Exemples d'interféromètres : a) Diagramme d'un capteur interférométrique RF pour la mesure de distance [43], b) Banc de mesure d'un capteur de gaz à base d'un interféromètre optique Mach-Zehnder [46].

Même si les caractéristiques et les performances des capteurs interférométriques diffèrent d'une structure à une autre, la majorité de ces capteurs présente une architecture interne avec des bancs de mesure assez complexes ainsi que de grandes dimensions et, par conséquent, des coûts de fabrication élevés.

### 4.3 Preuve de concept de l'interféromètre intégré au substrat

L'exploitation de la technologie SIW et des principes de l'interférométrie pour le développement d'une nouvelle génération d'interféromètres RF compacts et très sensibles est abordée dans cette partie où l'interféromètre intégré au substrat est présenté pour la

première fois. La première architecture développée est étudiée pour la mesure du pourcentage d'humidité relative (ci-après désignée RH (*Relative humidity*)) afin de démontrer son potentiel pour les applications de détection. La structure de l'interféromètre SIW est présentée dans la Figure 4-4.

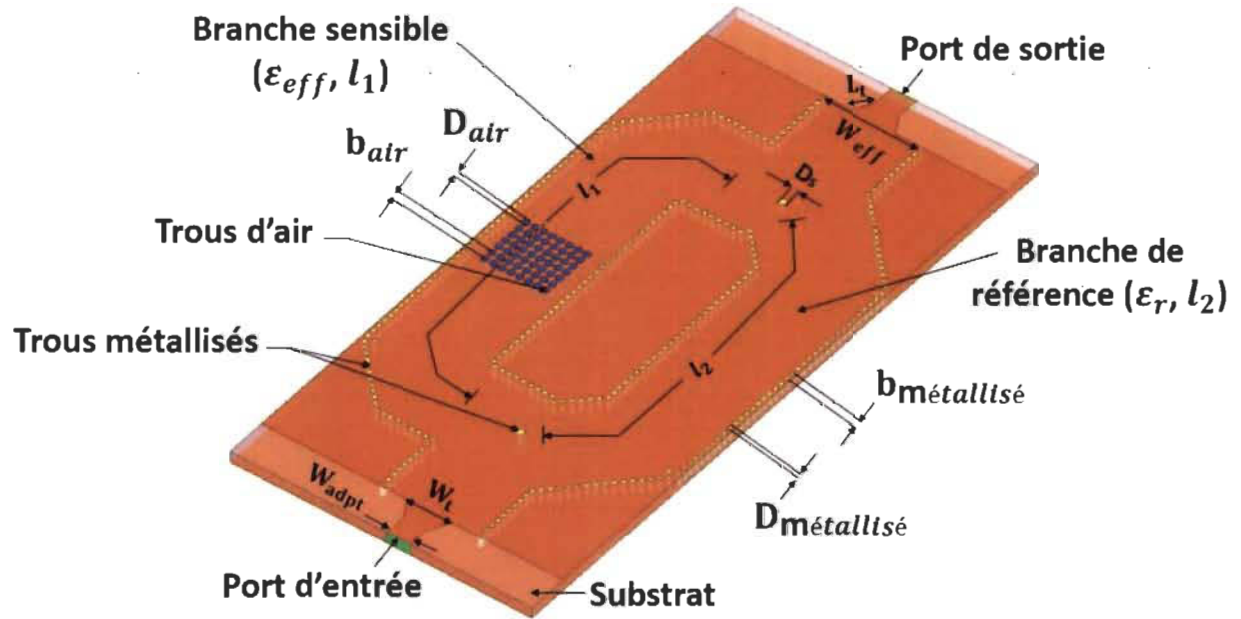


Figure 4- 4. La structure 3-D de l'interféromètre intégré au substrat.

La structure entièrement intégrée au substrat est composée de deux branches combinées à l'aide d'un diviseur/coupleur. La première branche est constituée d'un déphaseur SIW fonctionnalisé avec des trous d'air, tandis que la deuxième branche est constituée d'un simple SIW qui sert de référence. Le design du dispositif est fait de telle sorte à ce qu'il y ait une interférence destructive (une différence de phase de  $180^\circ$  entre les signaux des deux branches) à la fréquence de fonctionnement  $f_0$ .

### 4.3.1 Modèle théorique

Le principe de fonctionnement du dispositif est basé sur la division du signal d'entrée, son passage par les deux branches de l'interféromètre et finalement sa recombinaison au niveau de la sortie. La différence de phase entre les deux branches est donnée par :

$$\Delta\varphi(f) = |\beta_1(f)l_1 - \beta_2(f)l_2| \quad (4.1)$$

où  $\beta_n$  et  $l_n$  sont respectivement la constante de phase et la longueur de la branche  $n$  de l'interféromètre.

À la fréquence d'opération  $f_0$ , il y a une différence de phase de  $180^\circ$  entre les deux branches. La différence de phase s'écrit alors comme suit :

$$\left| \sqrt{\left(\frac{2\pi f_0 \sqrt{\varepsilon_{eff}}}{c}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{W_{eff}}\right)^2} l_1 - \sqrt{\left(\frac{2\pi f_0 \sqrt{\varepsilon_r}}{c}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{W_{eff}}\right)^2} l_2 \right| = \pi. \quad (4.2)$$

La constante diélectrique de l'air humide varie en fonction du taux d'humidité présent dans l'air. Cette variation est donnée par [48]

$$\varepsilon_r(H) = 1 + \frac{211}{T} \left( P + \frac{48P_s}{T} H \right) \times 10^{-6} \quad (4.3)$$

avec  $T$  la température absolue (K),  $P$  la pression de l'air humide (mmHg),  $P_s$  la pression de vapeur d'eau saturée (mmHg) et  $H$  l'humidité relative (%).

Comme les paramètres physiques du dispositif ne changent pas, la variation de la constante diélectrique relative de l'air humide  $\varepsilon_r(H)$  conduit à une variation de la constante



diélectrique effective  $\epsilon_{\text{eff}}$  (également estimée par la loi de mélange Maxwell-Garnett (MG) [21]). Ce changement de permittivité en fonction du taux d'humidité présent dans l'air mène finalement à un décalage de la fréquence d'opération  $f_0$  et entraîne un changement important dans le module du  $S_{21}$  à cette fréquence. Ces variations peuvent être exploitées et utilisées comme indication du capteur.

#### 4.3.2 Validation expérimentale du concept

L'interféromètre SIW a été conçu et simulé sur HFSS [49]. Un prototype a été fabriqué et ensuite testé en présence d'humidité au Centre collégial de transfert de technologie en télécommunications (C2T3). La Figure 4-5 montre le circuit réalisé. Les dimensions de la structure proposée sont indiquées dans le Tableau 4-1. Le dispositif conçu sur un substrat Rogers 4003C ( $\epsilon_r = 3,55$ ,  $\tan \delta = 0,0023$ ,  $h = 1,524$  mm) n'utilise aucun matériau sensible à l'humidité.

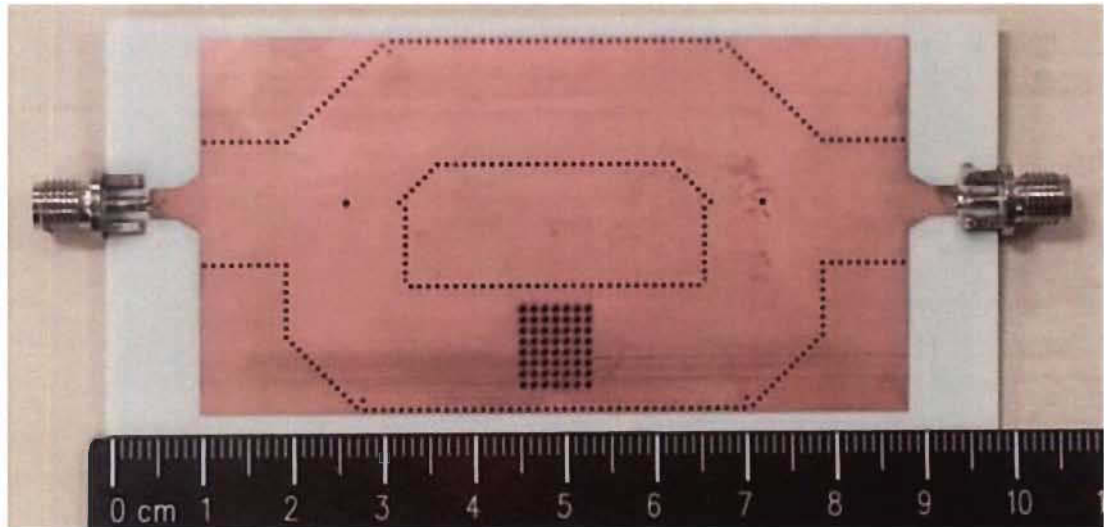
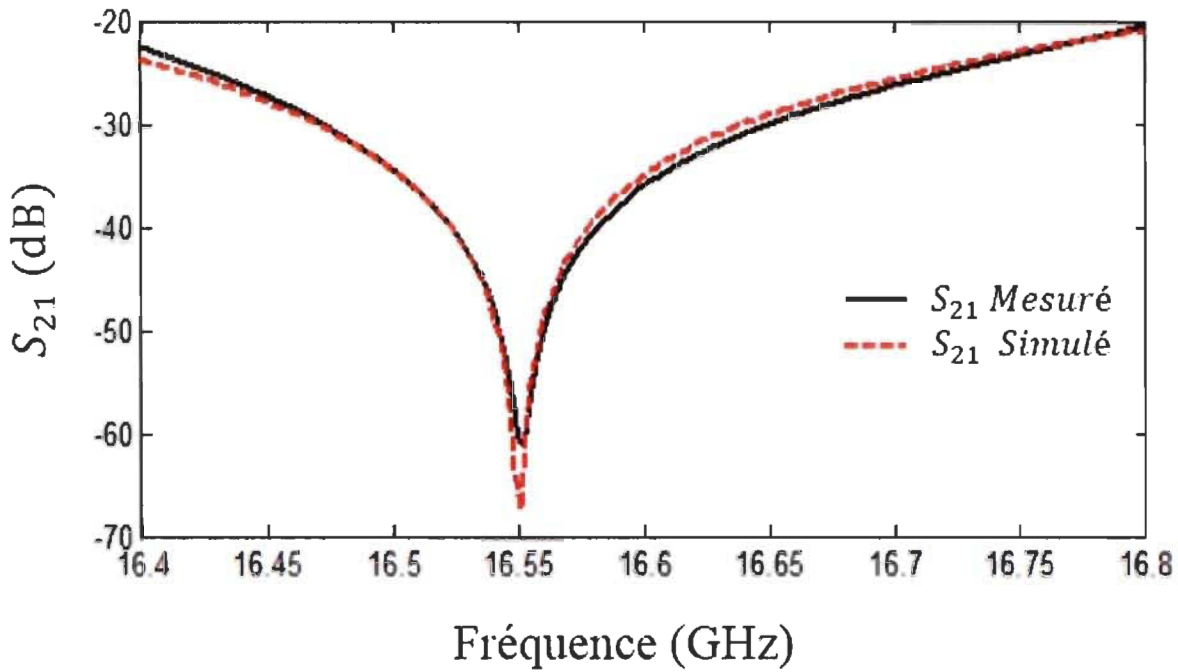


Figure 4- 5. L'interféromètre intégré au substrat réalisé.

Tableau 4- 1. Les paramètres de conception de l'interféromètre SIW (en millimètres).

$W_{\text{eff}}$	$D_{\text{métallisé}}$	$D_s$	$D_{\text{air}}$	$b_{\text{métallisé}}$	$b_{\text{air}}$	$W_{\text{adpt}}$	$W_t$	$L_t$
13.66	0.6	0.94	0.9	1	1.2	3.38	6.5	2.5

La différence de longueur entre les deux branches de l'interféromètre permet d'avoir une différence de phase de  $180^\circ$  entre les deux signaux qui les parcourent à la fréquence d'opération  $f_0$ . Une comparaison entre le module du  $S_{21}$  simulé et mesuré du dispositif à 20% RH est présentée dans la Figure 4-6. Les résultats obtenus sont cohérents.

Figure 4- 6. Module du  $S_{21}$  simulé et mesuré à 20% RH.

La sensibilité de l'interféromètre proposé a été testée expérimentalement pour  $T = 30^\circ \text{C}$  dans la gamme de 20% -70% RH en utilisant le banc de mesure représenté schématiquement dans la Figure 4-7.

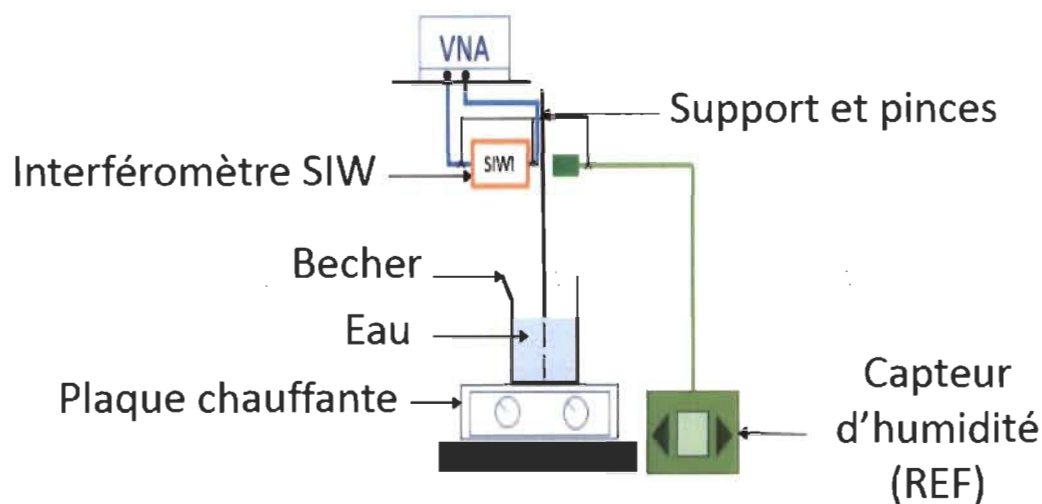


Figure 4- 7. Schéma du banc de mesure.

Les tests ont été effectués dans cette plage d'humidité afin d'éviter l'accumulation de molécules d'eau de constante diélectrique très élevée ( $\sim 70$ ) dans la région fonctionnalisée à des pourcentages d'humidité relative plus élevés. En effet, la condensation d'eau provoquerait un changement important de la constante diélectrique effective de la branche sensible et, par conséquent, un décalage important de la fréquence d'opération. La Figure 4-8 montre le module du paramètre  $S_{21}$  mesuré à 20% et 70% RH dans la bande de fréquence de 16.4 GHz à 16.8 GHz.

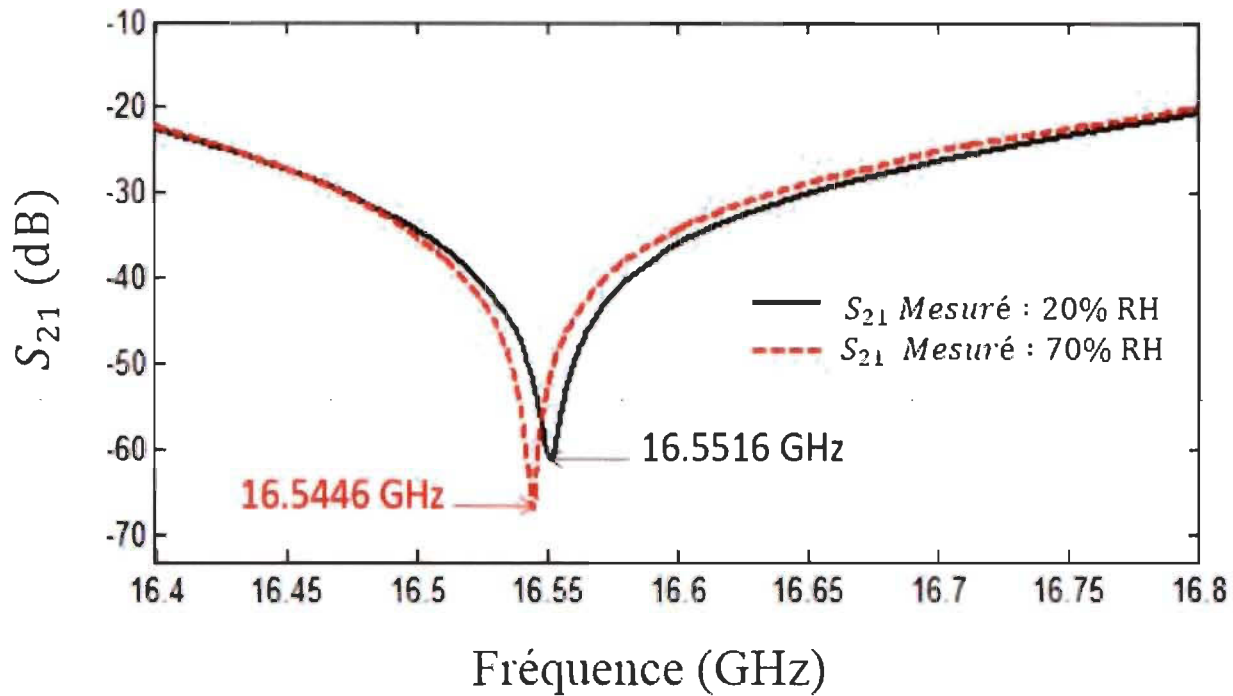
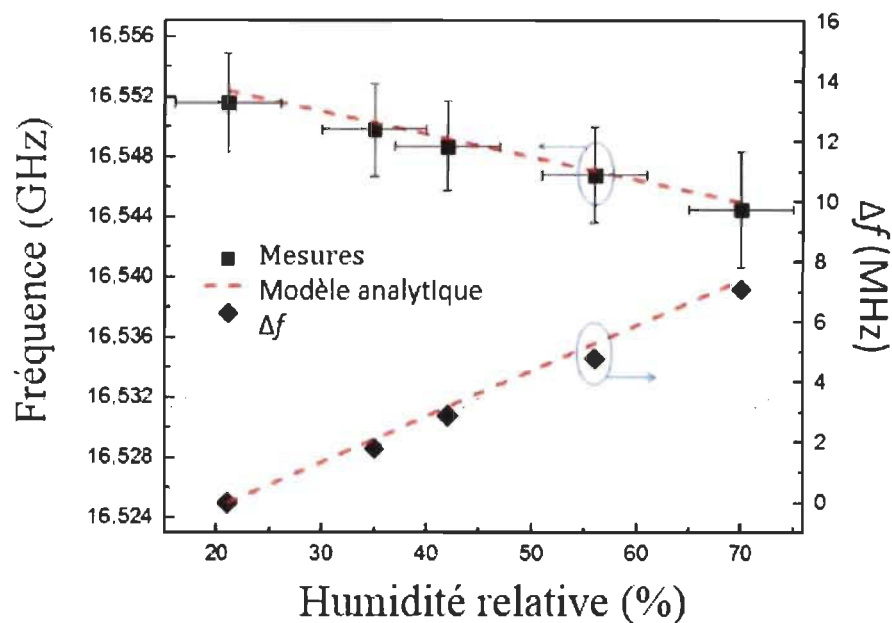
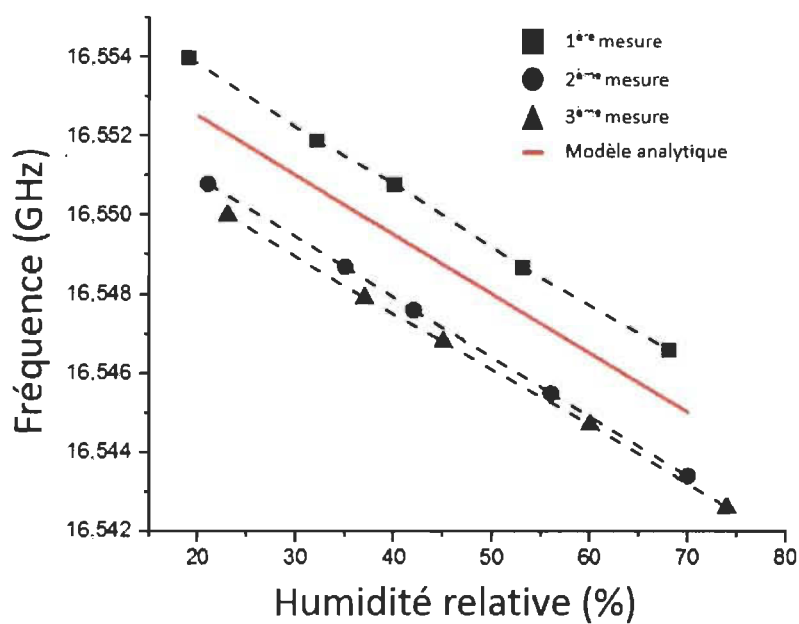


Figure 4- 8. Module du  $S_{21}$  mesuré à 20% et 70% RH.

Selon cette figure, la structure est sensible à la variation du pourcentage d'humidité relative avec un décalage de la fréquence de fonctionnement de 7.1 MHz. L'expérience a été répétée trois fois dans les mêmes conditions expérimentales afin de tester la répétabilité des mesures et identifier leurs erreurs. Le décalage de la fréquence a été estimé théoriquement à l'aide du modèle analytique proposé. La Figure 4-9 montre les résultats numériques du décalage estimé de la fréquence pour le mode  $TE_{10}$  ainsi que les résultats de mesure à différents niveaux d'humidité relative.



(a)



(b)

Figure 4- 9. Sensibilité de l'interféromètre SIW pour le mode  $TE_{10}$ : a) La fréquence d'opération mesurée et calculée en fonction de la variation du niveau d'humidité (gauche). La variation de la fréquence d'opération (droite). b) Les résultats des tests de répétabilité.

Comme le montre cette figure, les résultats des mesures s'accordent bien avec le modèle proposé et la structure présente une sensibilité de 142 kHz / RH de 20% à 70% RH. Les tests de répétabilité ont montré une cohérence entre les différentes mesures avec un décalage de fréquence maximal inférieur à 4 MHz. Ce dernier est principalement dû aux erreurs de mesure, en particulier l'incertitude des appareils utilisés et l'instabilité du banc de test disponible. En effet, ces erreurs sont à l'origine de la variation de la fréquence d'opération. Toutefois, cette variation serait beaucoup plus réduite si le banc de mesure disponible était plus précis.

Le Tableau 4-2 présente une comparaison entre la sensibilité de l'interféromètre proposé et celle des cavités résonantes intégrées au substrat introduites dans [21] pour les mêmes conditions expérimentales ( $T = 30^{\circ} \text{C}$  et  $P = 760 \text{ mmHg}$ ) et le même mode de propagation (mode  $\text{TE}_{10}$ ).

Tableau 4- 2. Comparaison entre l'interféromètre proposé et les résonateurs SIW présentés dans [21].

Structure	Fréquence d'opération [GHz]	Dimensions de la région sensible [mm×mm]	Surface de la région sensible [mm <sup>2</sup> ]	Plage RH [%]	Sensibilité [kHz/RH]
Résonateurs SIW [21]	4.15	28.2×28.2	795	0-80	101
	3.6	8.7×8.7	75.7		9.35
Interféromètre SIW proposé	16.55	8.1×9.3	75.3	20-70	142

Comme présenté dans ce tableau, le capteur proposé possède une région fonctionnalisée plus petite que celle des autres structures ainsi qu'une sensibilité plus élevée. En effet, le capteur interférométrique présente une meilleure sensibilité que les deux résonateurs et une zone sensible  $\sim 10$  fois plus petite que la région sensible du résonateur le plus sensible. Par conséquent, l'interféromètre SIW est très pratique pour les applications de mesure qui impliquent l'utilisation de petits volumes d'échantillons et nécessitent une sensibilité élevée. En ce qui concerne la fréquence d'opération et les dimensions totales du capteur, il est possible de travailler à une fréquence moins élevée et réduire la taille du dispositif. Un moyen pour le faire sera présenté avec une nouvelle architecture. Finalement, une autre méthode consisterait en l'exploitation des SW-SIW comme déjà présenté pour le déphaseur SIW.

#### **4.4 Fonctionnement sur une ultra large bande de fréquence**

La première version de l'interféromètre SIW présentée dans ce manuscrit utilise un diviseur ainsi qu'un combineur de puissance intégrés au substrat. L'avantage de cette configuration est d'avoir un circuit entièrement intégré sans l'utilisation d'éléments discrets. Cependant, pour un fonctionnement sur une large bande de fréquence, le diviseur et le combineur intégrés agissent comme des cavités résonantes. Ceci résulte en des fréquences de résonance qui peuvent facilement se mélanger avec la fréquence d'opération dans le cas d'un très grand décalage de cette dernière. Une mesure sur une large bande de fréquence est montrée dans la Figure 4-10.

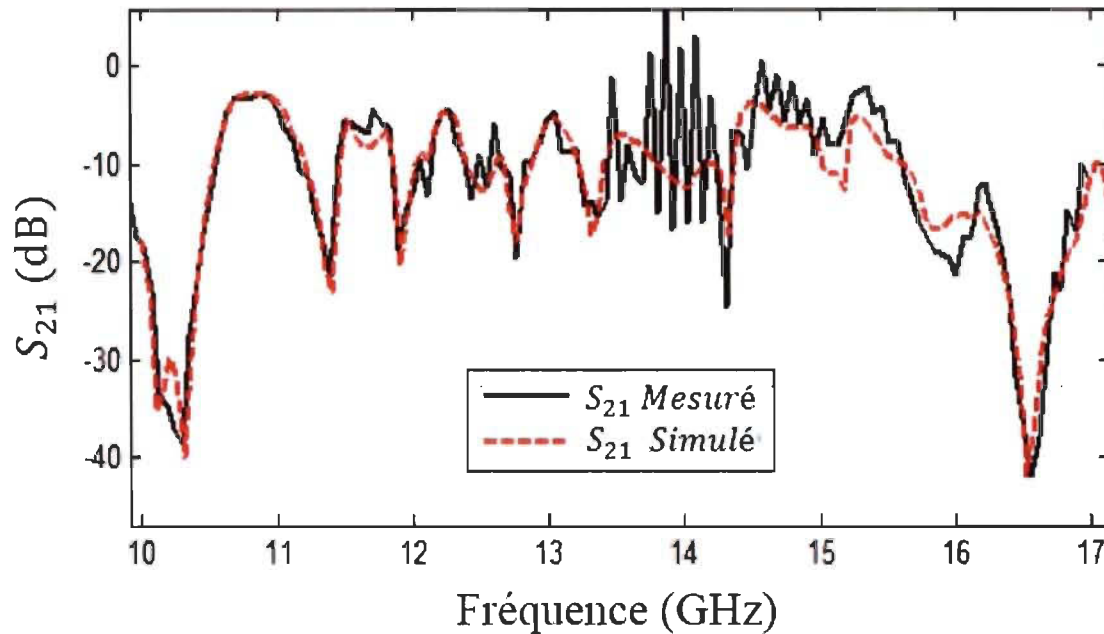


Figure 4- 10. Module du  $S_{21}$  mesuré et simulé sur une large bande de fréquence.

Pour les applications liées à la caractérisation comme la mesure des propriétés relatives aux matériaux et aux cellules biologiques, il est nécessaire de pouvoir distinguer facilement la fréquence d'opération de toutes sortes de bruits que peut contenir le signal mesuré. Les résonances liées au diviseur et au combineur intégrés au substrat peuvent être éliminées en changeant de technologie utilisée. L'intégration d'un diviseur/combineur de puissance Wilkinson à base de lignes microruban a été considérée dans la conception d'une nouvelle version de l'interféromètre intégré au substrat. La nouvelle configuration permet de garder, sur une ultra large bande, la fréquence d'opération uniquement. Par conséquent, cette dernière peut être facilement détectée même pour des grands décalages causés par l'intégration de solutions et de matériaux de permittivités élevées. Le modèle 3D du dispositif est montré dans la Figure 4-11.



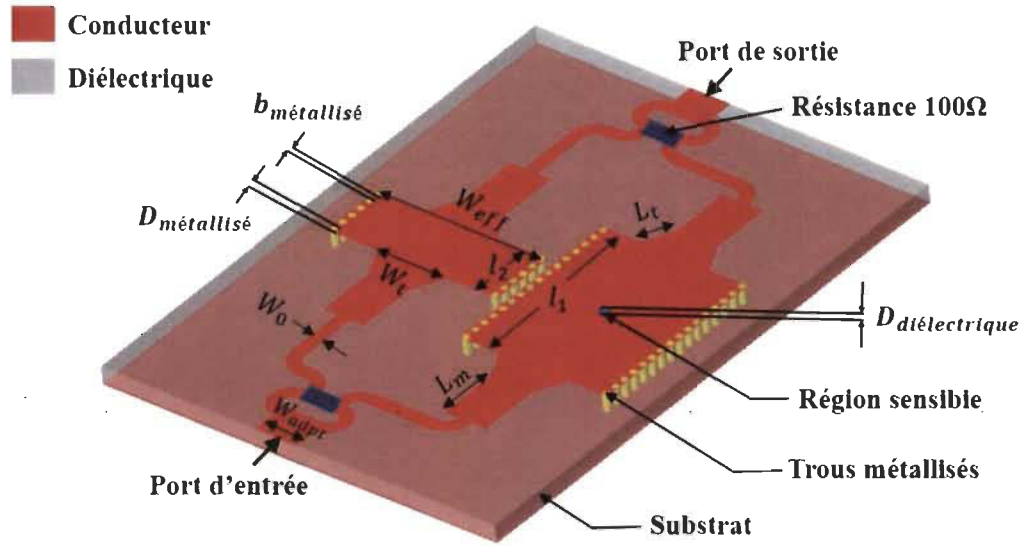


Figure 4- 11. La structure 3-D de l'interféromètre intégré au substrat.

Cette architecture a été conçue sur HFSS et co-simulée sur Advanced Design System (ADS) [50]. Le substrat utilisé est Rogers 4003C ( $\epsilon_r = 3,55$ ,  $\tan \delta = 0,0023$ ,  $h = 1,524$  mm). Les paramètres de conception de cet interféromètre sont donnés dans le Tableau 4-3.

Tableau 4- 3. Les paramètres de conception de l'interféromètre SIW (en millimètres).

$W_{eff}$	$D_{métallisé}$	$D_{diélectrique}$	$b_{métallisé}$	$W_{adpt}$	$W_t$	$W_0$	$L_m$	$L_t$
12.66	0.6	0.9	1	3.7	6.3	6.5	5	2.5

La réduction des longueurs des branches SIW et de l'espacement entre elles ainsi que les petites dimensions du diviseur et du combineur conçus ont permis la réduction des dimensions totales du dispositif comparativement à la précédente version de ce dernier. La différence de longueur entre les deux branches est toujours conservée pour avoir une interférence destructive. La région d'intégration des échantillons a été réduite en un seul via diélectrique de volume total d'environ  $1 \mu L$ .

#### 4.4.1 Mesure du prototype

Un prototype de l'interféromètre intégré au substrat a été fabriqué et testé. Des résistances montées en surface ont été utilisées dans la fabrication du diviseur/combineur de puissance Wilkinson. Le circuit réalisé est présenté dans la Figure 4-12.

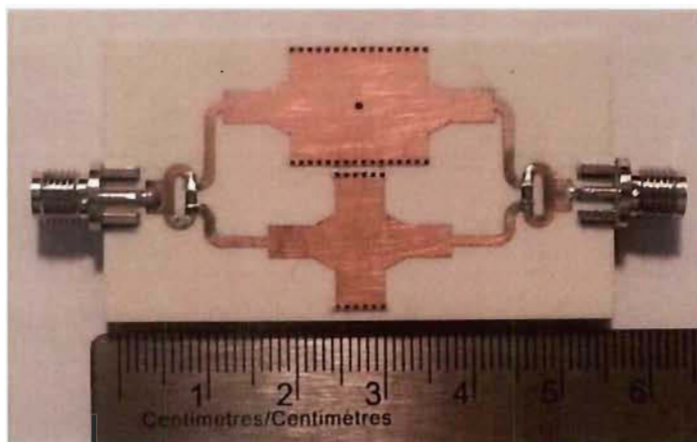


Figure 4- 12. L'interféromètre intégré au substrat fabriqué.

Les résultats de la simulation et de la mesure du dispositif à l'air ambiant sont présentés dans la Figure 4-13.

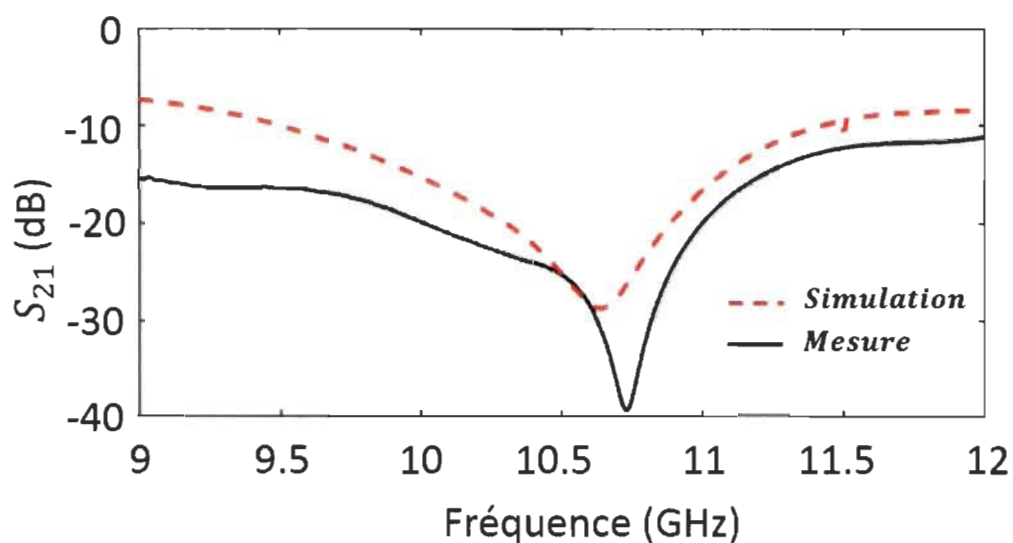


Figure 4- 13. Module du  $S_{21}$  simulé et mesuré.

Ces résultats présentent une bonne cohérence avec une petite différence due essentiellement aux paramètres de fabrication et montrent l'absence totale des fréquences indésirables sur la large bande considérée. Par conséquent, la fréquence d'opération est facilement détectable avec cette nouvelle architecture.

#### 4.4.2 Possibilité d'application à la détection de cellules biologiques

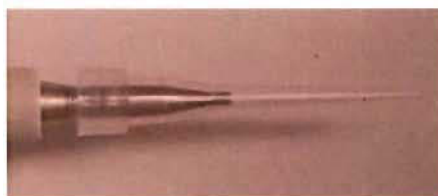
Afin d'arriver à une utilisation de la deuxième configuration de l'interféromètre SIW pour la mesure de concentrations cellulaires, des tests avec des milieux aqueux ont été effectués pour démontrer le potentiel et l'efficacité de cette nouvelle architecture dans des applications biomédicales, telles que le comptage de cellules ou la comparaison entre ces dernières (par exemple, la comparaison entre cellules saines et cancéreuses).

Les tests ont été effectués avec deux solutions tampons : (i) un tampon phosphate salin (PBS: *Phosphate Buffered Saline*), et (ii) du RPMI (*Roswell Park Memorial Institute medium*) qui est un milieu utilisé en culture cellulaire.

Les solutions mesurées ont été intégrées dans le circuit à l'aide d'une pipette automatique réglée à 1  $\mu$ L. Le volume injecté est tenu parfaitement dans le trou diélectrique par effet de capillarité. Aucune couche n'a été utilisée pour empêcher les solutions de couler. Une fois les mesures prises, les échantillons mesurés ont été récupérés du dispositif. Le prélèvement du volume contenu dans le trou diélectrique a été également fait avec la pipette automatique. Un nouvel embout stérile a été utilisé pour chaque test. La Figure 4-14 montre la micropipette utilisée avec un embout.



(a)



(b)

Figure 4- 14. a) Micropipette utilisée, b) Embout.

Le banc de mesure utilisé est présenté dans la Figure 4-15.

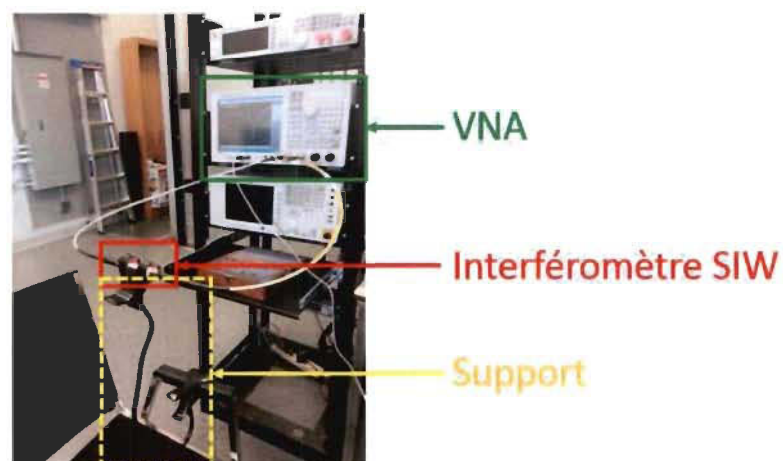


Figure 4- 15. Banc de mesure utilisé.

Le paramètre  $S_{21}$  mesuré du dispositif avec et sans les solutions tampons est présenté dans la Figure 4-16 qui montre la mesure du circuit en trois étapes : à l'air ambiant, en introduisant les solutions tampons et finalement en récupérant ces dernières.

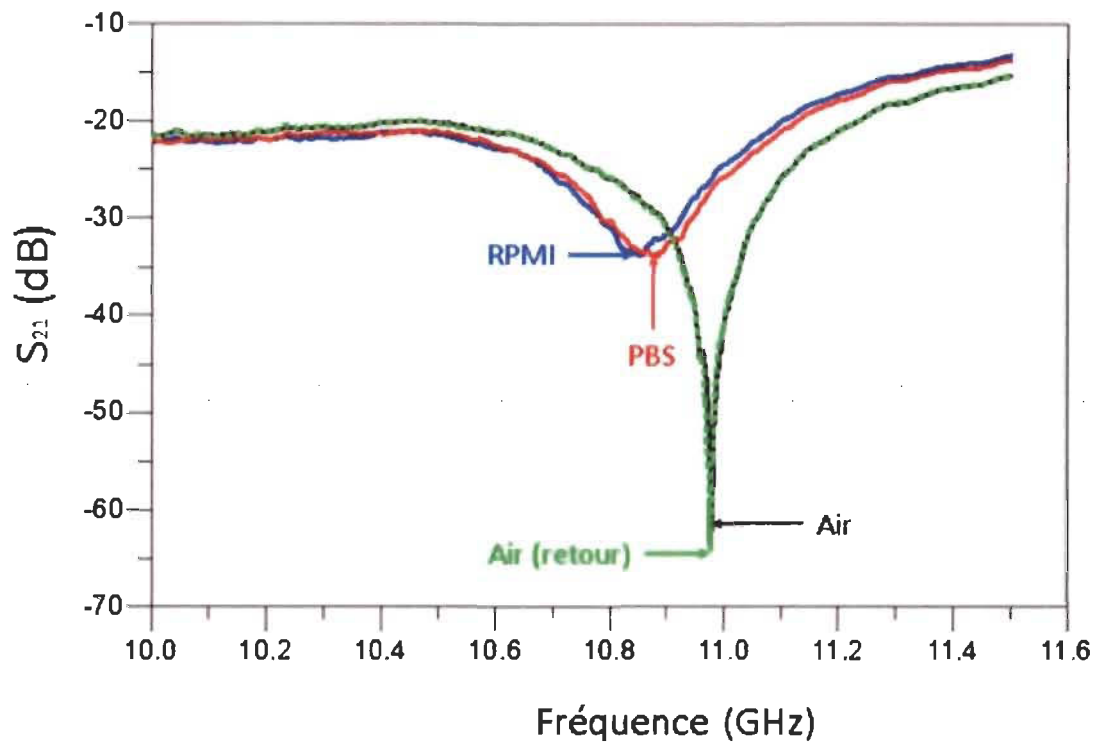


Figure 4- 16. Paramètre  $S_{21}$  mesuré du dispositif avec et sans les solutions tampons.

D'après les résultats trouvés, l'intégration des solutions tampons dans la structure a causé un décalage de la fréquence d'opération tout en gardant une bonne visibilité de cette dernière. En effet, le niveau mesuré du module du  $S_{21}$  dans le cas des deux solutions tampons est de moins de -30 dB, donc la fréquence d'opération est simple à identifier surtout avec l'absence totale de toute autre fréquence parasite. Par conséquent, le dispositif proposé peut être considéré dans la détection de différentes concentrations cellulaires afin de déterminer la plus petite concentration détectable avec ce dernier et pouvoir l'appliquer par la suite dans les mesures.

En présence de cellules, la permittivité effective de la solution tampon diminue. Par conséquent, pour une mesure de différentes concentrations cellulaires, la fréquence d'opération aura tendance à se décaler vers la droite pour les concentrations de cellules les

plus élevées. Aussi, le retour de la fréquence d'opération après la récupération des échantillons prouve que l'effet des phénomènes d'absorption/adsorption est négligeable si existant. Ainsi, la possibilité de récupération des échantillons après la réalisation des tests présente un avantage majeur du dispositif proposé notamment dans des cas où il y a un grand nombre de tests à effectuer et le volume disponible est très limité, puisque, dans ces cas, le gaspillage ou la destruction des échantillons n'est pas admissible.

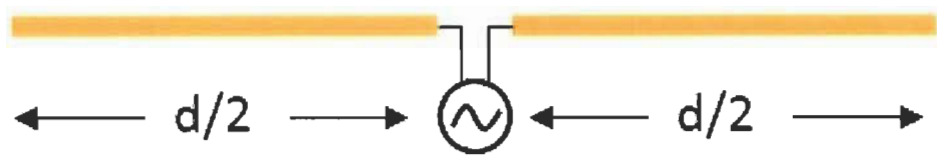
## **Chapitre 5 - Antenne cornet intégrée au substrat pour la détection d'humidité**

### **5.1 Introduction**

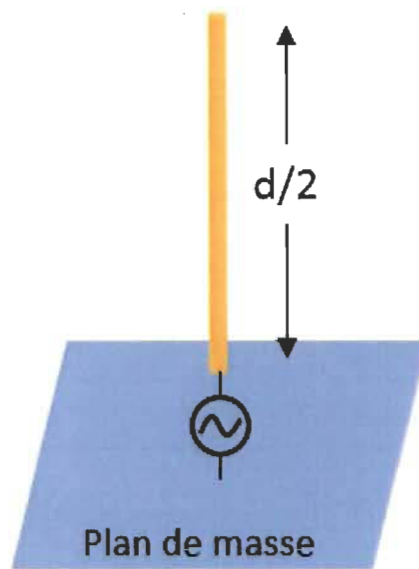
Les antennes sont des dispositifs extrêmement importants qui sont largement utilisés dans divers domaines pour le transfert d'informations. En émission, les antennes servent à convertir l'énergie électrique d'un signal en une énergie électromagnétique. Cette dernière, transportée par une onde électromagnétique, se propage dans l'espace libre. Réciproquement, en réception, les antennes assurent la conversion de l'énergie d'une onde électromagnétique qui se propage dans l'espace en une énergie électrique exploitée par le récepteur.

Il existe différents types d'antennes dont un très grand nombre est couramment utilisé dans les objets communicants. Parmi les types d'antennes les plus connus : l'antenne dipôle et l'antenne monopole, présentées dans la Figure 5-1, l'antenne patch, l'antenne parabolique, l'antenne Yagi-Uda et l'antenne cornet.

L'application des antennes pour la détection de grandeurs physiques est connue pour les multiples avantages qu'elle offre notamment car les antennes fonctionnalisées se présentent comme des composants passifs avec la double fonctionnalité de détection et de communication de l'information. D'autre part, l'exploitation des technologies de miniaturisation telles que la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat permet la conception d'antennes performantes, compactes et peu coûteuses.



(a)



(b)

Figure 5- 1. Antennes filaires : a) antenne dipôle, b) antenne monopole.

Dans ce chapitre, une antenne cornet intégrée au substrat pour la détection d'humidité est présentée. La structure proposée est fonctionnalisée à l'aide d'une région sensible formée d'un réseau de trous d'air. Des mesures conduites à différents taux d'humidité relative ont été effectuées. L'architecture proposée ainsi que les résultats obtenus seront présentés après un bref rappel sur les antennes.



## 5.2 Notions générales sur les antennes

Les antennes présentent plusieurs caractéristiques électriques et de rayonnement qui permettent leur caractérisation et la définition de leurs propriétés. Parmi les paramètres fondamentaux d'une antenne on retrouve:

a) L'impédance d'entrée :

Donnée par la relation (5.1), l'impédance d'une antenne  $Z_{ant}$  s'écrit sous une forme complexe composée d'une partie réelle  $R_{ant}$  et d'une partie imaginaire  $X_{ant}$ .

$$Z_{ant} = R_{ant} + jX_{ant} \quad (5.1)$$

La partie réelle de l'impédance d'entrée est donnée par la relation (5.2).

$$R_{ant} = R_{ray} + R_{pertes} \quad (5.2)$$

où  $R_{ray}$  est la résistance de rayonnement qui correspond à l'énergie rayonnée par l'antenne et  $R_{pertes}$  est la résistance de perte qui correspond aux pertes diélectriques, aux pertes de conduction et aux pertes d'onde de surface de l'antenne.

b) Le coefficient de réflexion :

En changeant de milieu de propagation, une partie de l'onde incidente appliquée à l'entrée d'une antenne est réfléchi vers la source alors qu'une autre partie est transmise à l'intérieur de la structure. Le coefficient de réflexion  $\Gamma$  qualifie la partie réfléchi et le coefficient de transmission  $T$  qualifie la partie transmise. Les deux coefficients sont reliés par la relation (5.3).

$$|\Gamma|^2 + |T|^2 = 1 \quad (5.3)$$

Le coefficient de réflexion  $\Gamma$  est donné à partir de l'impédance caractéristique  $Z_0$  et de l'impédance d'entrée de l'antenne par :

$$\Gamma = \frac{Z_{ant} - Z_0}{Z_{ant} + Z_0} \quad (5.4)$$

Afin qu'une antenne accepte le maximum de la puissance fournie par le générateur, le coefficient de réflexion doit être le plus faible possible. Pour cela, un procédé d'adaptation d'impédances est toujours tenu en compte lors de la conception du circuit. D'une manière générale, l'adaptation est caractérisée par le paramètre  $S_{11}$  qui représente le rapport entre l'onde incidente et l'onde réfléchie et qui exprime le coefficient de réflexion en décibel selon la relation (5.5).

$$S_{11} = 20 \log(\Gamma) \quad (5.5)$$

c) La bande passante :

La bande passante d'une antenne correspond à la plage de fréquence dans laquelle le coefficient de réflexion est inférieur à un certain seuil. Généralement, il s'agit de la plage de fréquence où le paramètre  $S_{11}$  est inférieur à -10dB. Cependant, pour certaines applications, le seuil considéré peut être différent. La Figure 5-2 illustre le paramètre  $S_{11}$  d'une antenne avec la bande passante à -10dB.

La fréquence  $f_r$  correspond à la fréquence de résonance de l'antenne. À cette fréquence se situe la meilleure adaptation de l'antenne, car le coefficient de réflexion  $\Gamma$  est au minimum. Il est aussi possible d'avoir plusieurs minimas du coefficient de réflexion dans la bande passante ce qui résulte en une présence de plusieurs fréquences de résonance.

La bande passante d'une antenne s'exprime souvent en pourcentage par rapport à la fréquence de résonance comme donné par la relation (5.6).

$$BP = \frac{f_2 - f_1}{f_r} \times 100 \quad (5.6)$$

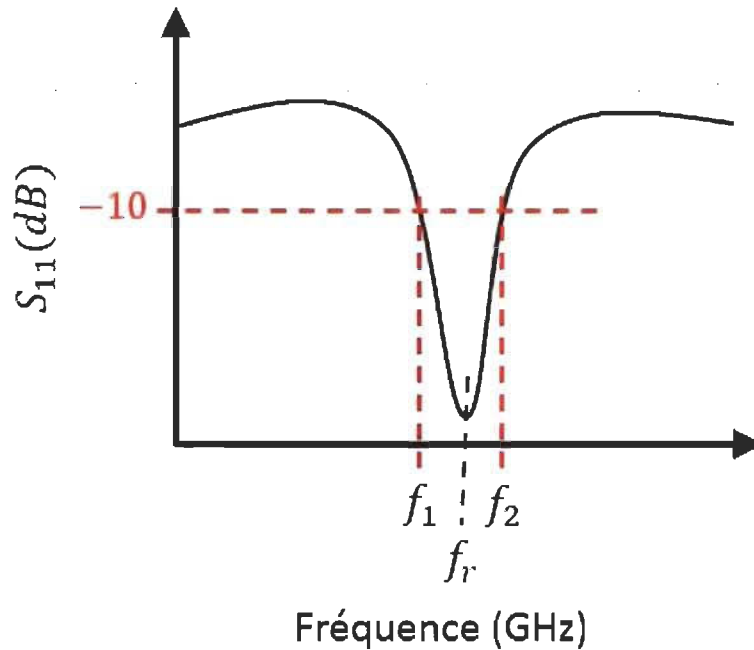


Figure 5- 2. Bande passante d'une antenne (à -10dB).

d) Le facteur de qualité :

Donné par la relation (5.7), le facteur de qualité d'une antenne exprime son efficacité de rayonnement. Lorsqu'une antenne présente un fort facteur de qualité, son efficacité de rayonnement à la fréquence de rayonnement est très élevée sur une bande de fréquence très étroite. Par conséquent, les interférences hors bande sont efficacement limitées. Cependant, avec une bande passante trop étroite, les signaux proches des bornes de la bande de fréquence de fonctionnement sont atténués. Dans le cas d'un faible facteur de qualité, les antennes présentent une large bande de fréquence. Cependant, l'effet du bruit

présent sur la bande de fonctionnement n'est pas limité, ainsi la qualité du signal reçu est dégradée.

$$Q = \frac{f_r}{BP} \quad (5.7)$$

e) Le diagramme de rayonnement :

Représentant géométriquement la manière dont une antenne rayonne ou collecte l'énergie électromagnétique dans l'espace, le diagramme de rayonnement fournit plusieurs informations dont les directions de rayonnement et le niveau de puissance. La répartition de l'énergie électromagnétique peut être représentée en trois dimensions ou décomposée sur des plans horizontaux et verticaux en deux dimensions. La Figure 5-3 présente le diagramme de rayonnement 3D d'un dipôle.

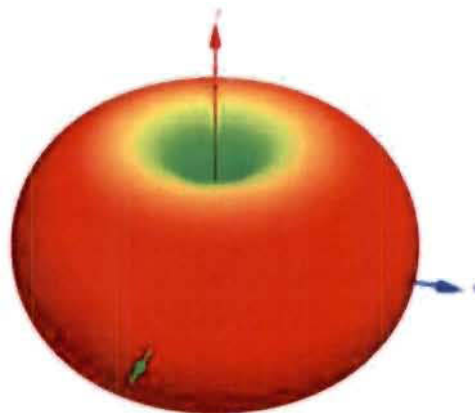


Figure 5- 3. Diagramme de rayonnement d'un dipôle.

f) L'angle d'ouverture :

L'angle d'ouverture d'une antenne est l'angle de direction pour lequel la puissance de rayonnement correspond à la moitié de la puissance maximale de rayonnement. En d'autres termes, il consiste en une séparation angulaire sur le diagramme de rayonnement

correspondant à une atténuation de 3dB. Généralement, ce paramètre ne s'applique qu'aux antennes ayant un lobe principal de rayonnement (c.-à-d., les antennes directives).

La Figure 5-4 montre une représentation de l'angle d'ouverture.

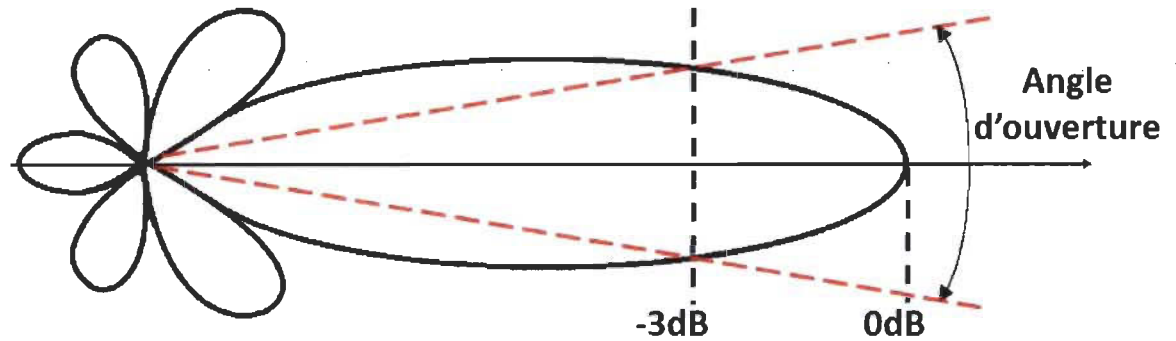


Figure 5- 4. Représentation de l'angle d'ouverture.

g) La directivité :

Donnée par la relation (5.8), la directivité d'une antenne se définit comme le rapport de la densité de puissance rayonnée dans une direction  $(\theta, \phi)$  sur la densité de puissance que rayonnerait une antenne isotrope. Cette dernière étant une antenne qui rayonne de la même façon dans toutes les directions de l'espace (elle ne peut pas être réellement conçue mais sert de référence).

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{\text{rayonnée}}} \quad (5.8)$$

où  $U(\theta, \phi)$  est la densité de puissance de l'antenne et  $P_{\text{rayonnée}}$  la puissance rayonnée par l'antenne.

La directivité d'une antenne est inversement liée à son angle d'ouverture. Une antenne qui présente une forte directivité admet un faible angle d'ouverture, à la différence d'une antenne de faible directivité, qui admet une large ouverture de rayonnement.

h) Le gain :

Donné par la relation (5.9), le gain d'une antenne est un paramètre qui caractérise la capacité d'une antenne à orienter le rayonnement dans une direction donnée. Le gain dans une direction  $(\theta, \phi)$  est le rapport de la densité de puissance rayonnée par l'antenne sur la densité de puissance rayonnée par une antenne isotrope (les deux antennes ayant la même puissance d'excitation).

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{injectée}} \quad (5.9)$$

où  $U(\theta, \phi)$  est la densité de puissance de l'antenne et  $P_{injectée}$  la puissance injectée dans l'antenne (cette puissance prend en compte les pertes diélectriques et les pertes par effet joule dans l'antenne).

Le gain s'exprime en dBi qui représente le gain en décibel par rapport à l'antenne isotrope. Cette dernière présente un gain égal à l'unité dans l'espace libre.

i) L'efficacité de rayonnement et l'efficacité totale :

Dans une antenne, seule une partie de la puissance initiale (source) est rayonnée. La conversion de l'énergie peut se résumer dans la schématique présentée dans la Figure 5-5. La puissance initiale  $P_{source}$  donnée par la relation (5.10) se décompose en une partie injectée dans l'antenne  $P_{injectée}$  et une partie réfléchie  $P_{réfléchie}$ . À son tour, la puissance injectée  $P_{injectée}$  donnée par la relation (5.11) se décompose en deux parties; la puissance

des pertes dans la structure de l'antenne  $P_{pertes}$  et la puissance rayonnée par l'antenne  $P_{rayonnée}$ . La Figure 5-5 résume la conversion de l'énergie dans une antenne.

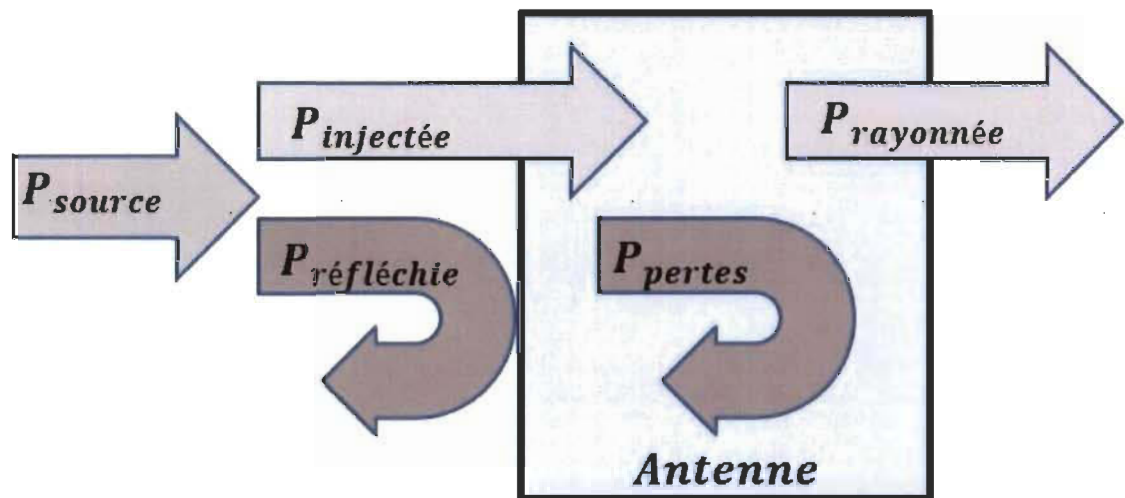


Figure 5- 5. Conversion de l'énergie dans une antenne.

$$P_{source} = P_{injectée} + P_{réfléchie} \quad (5.10)$$

$$P_{injectée} = P_{rayonnée} + P_{pertes} \quad (5.11)$$

Donnée par la relation (5.12), l'efficacité de rayonnement  $\eta_{ray}$  d'une antenne est le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance injectée. Ce paramètre ne prend en compte que les pertes dans la structure de l'antenne à savoir les pertes dans le diélectrique et dans le conducteur.

$$\eta_{ray} = \frac{P_{rayonnée}}{P_{injectée}} \quad (5.12)$$

L'efficacité de rayonnement permet de relier le gain d'une antenne à sa directivité comme donné par la relation (5.13).

$$G(\theta, \phi) = \eta_{ray} D(\theta, \phi) \quad (5.13)$$

Le gain en puissance d'une antenne est égal au produit de son gain de directivité par son efficacité de rayonnement. Pour le cas sans perte, le gain en puissance de l'antenne est égal à sa directivité.

L'efficacité totale d'une antenne  $\eta_{tot}$  est donnée par les relations (5.14) et (5.15). Celle-ci est le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance initiale. L'efficacité totale regroupe l'efficacité de rayonnement  $\eta_{ray}$  ainsi que l'efficacité due à la réflexion  $\eta_{refl}$ .

$$\eta_{tot} = \eta_{ray} \cdot \eta_{refl} \quad \text{avec } \eta_{refl} = 1 - |\Gamma|^2 \quad (5.14)$$

$$\eta_{tot} = \frac{P_{rayonnée}}{P_{source}} \quad (5.15)$$

j) La polarisation :

La polarisation est un paramètre très important à considérer dans la caractérisation des antennes car dans le cas d'une transmission entre deux antennes de polarisations non adaptées, le niveau de la puissance transmise est fortement affaibli voire complètement nul.

La polarisation d'une antenne représente la polarisation observée dans la direction du maximum de gain de l'antenne. La polarisation d'une onde électromagnétique décrit l'évolution temporelle du vecteur champ électrique dans le plan d'onde qui est le plan perpendiculaire à la direction de propagation. Dans le cas général, le vecteur champ électrique décrit une ellipse dans le plan d'onde mais, dépendamment du taux d'ellipticité, trois types de polarisation peuvent être distingués comme présenté dans la Figure 5-6 :



- La polarisation linéaire : le champ électrique décrit une droite dans le plan d'onde, car il est orienté à chaque instant selon une même direction.
- La polarisation circulaire : le champ électrique décrit un cercle dans le plan d'onde.
- La polarisation elliptique : le vecteur champ électrique décrit une ellipse dans le plan d'onde.

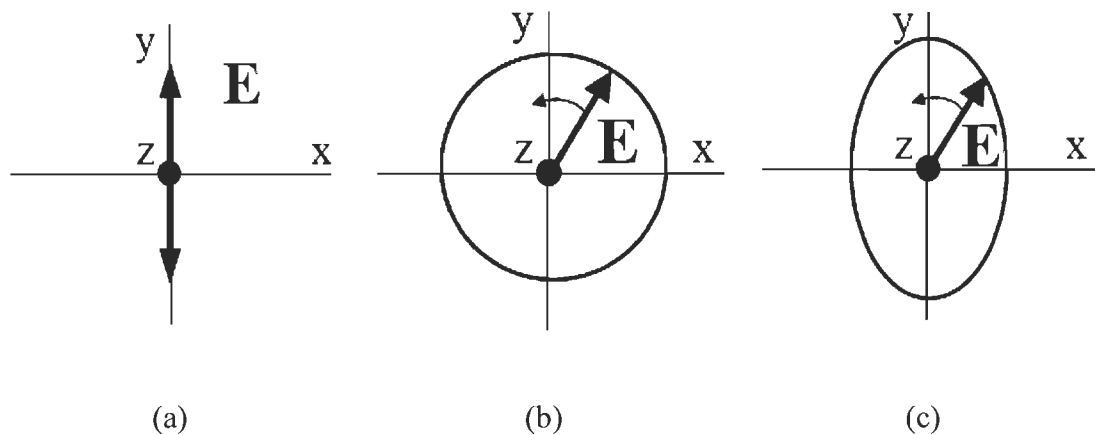
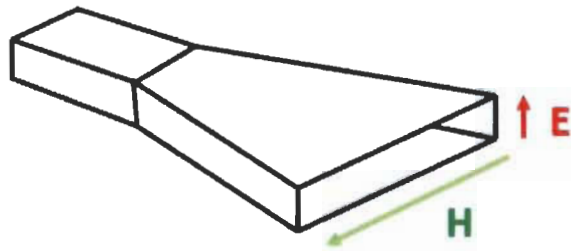


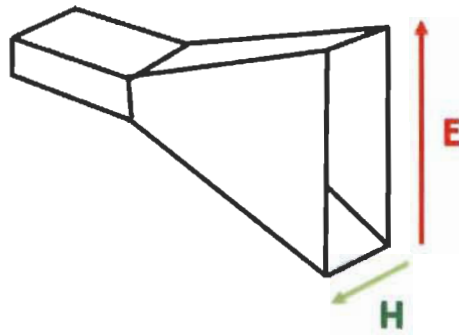
Figure 5- 6. Types de polarisation : a) Polarisation linéaire, b) Polarisation circulaire, c) Polarisation elliptique.

### 5.3 Antennes cornets classiques

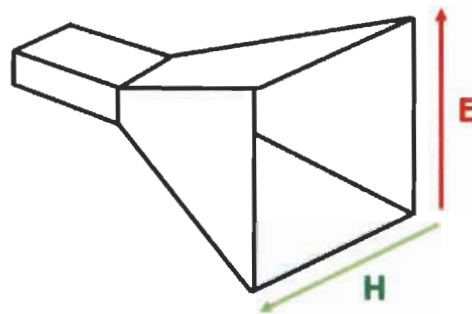
L'antenne cornet se base sur le principe d'ouverture rayonnante et peut prendre une grande variété de formes comme la forme conique, cylindrique ou pyramidale. Parmi ses avantages, son fonctionnement sur une très large bande de fréquence fait qu'elle est largement utilisée dans différentes applications RF. La Figure 5-7 montre différentes formes d'antennes cornets classiques.



(a)



(b)

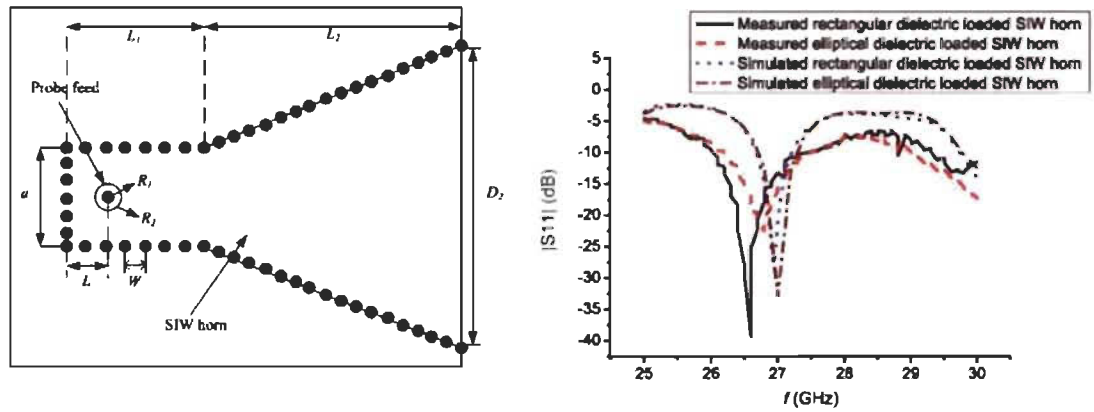


(c)

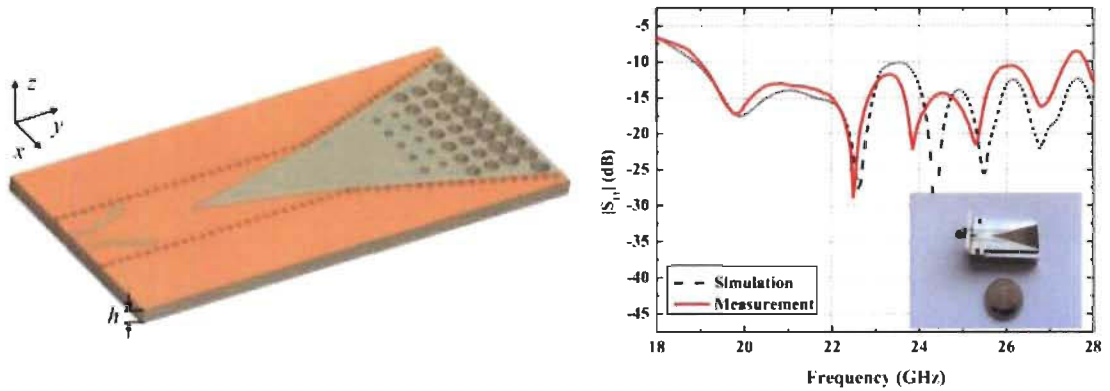
Figure 5- 7. Différentes formes d'antennes cornets classiques : a) Cornet sectoriel plan H, b) Cornet sectoriel plan E et c) Cornet pyramidal.

#### 5.4 Antennes cornets intégrées au substrat

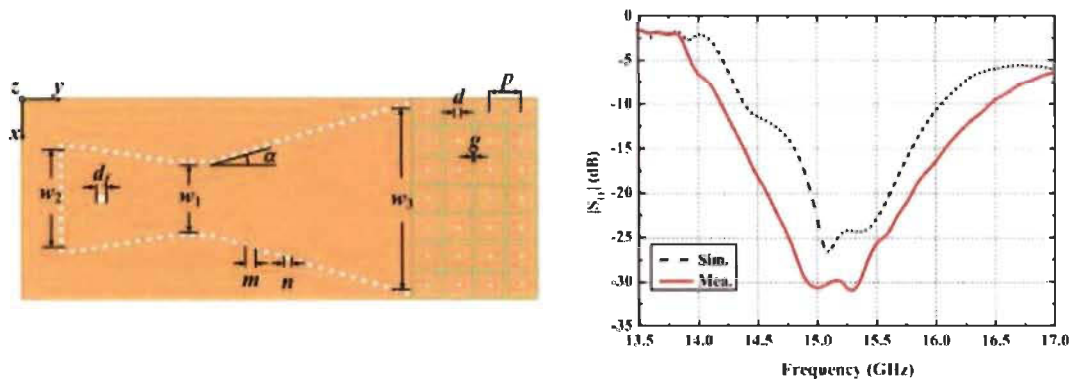
La technologie des guides d'ondes intégrés au substrat permet la conception d'antennes présentant de hautes performances avec des avantages tels que la légèreté des composants, la simplicité du procédé de fabrication, la miniaturisation des dimensions et la possibilité d'intégration dans des systèmes complexes. Différentes architectures d'antennes cornets intégrées au substrat présentées dans la littérature sont montrées dans la Figure 5-8.



(a)



(b)



(c)

Figure 5- 8. Antennes cornets intégrées au substrat avec leurs performances : a) [51], b) [52], c) [53].

### 5.5 Cornet sectoriel plan H intégré au substrat pour la mesure d'humidité

Une architecture d'une antenne cornet intégrée au substrat est proposée pour la détection environnementale. La structure a été conçue, fabriquée et validée expérimentalement. L'antenne proposée a été fonctionnalisée en introduisant une région sensible composée d'un réseau de trous d'air ne contenant aucun matériau sensible à l'humidité. Des mesures à différents niveaux d'humidité relative de 25% à 75% RH ont été effectuées. La structure proposée pourrait être ajustée pour une fréquence de fonctionnement désirée et des couches sensibles pourraient être appliquées pour améliorer la sensibilité ou même détecter d'autres quantités physiques telles que le gaz ou la température.

#### 5.5.1 Conception de l'antenne

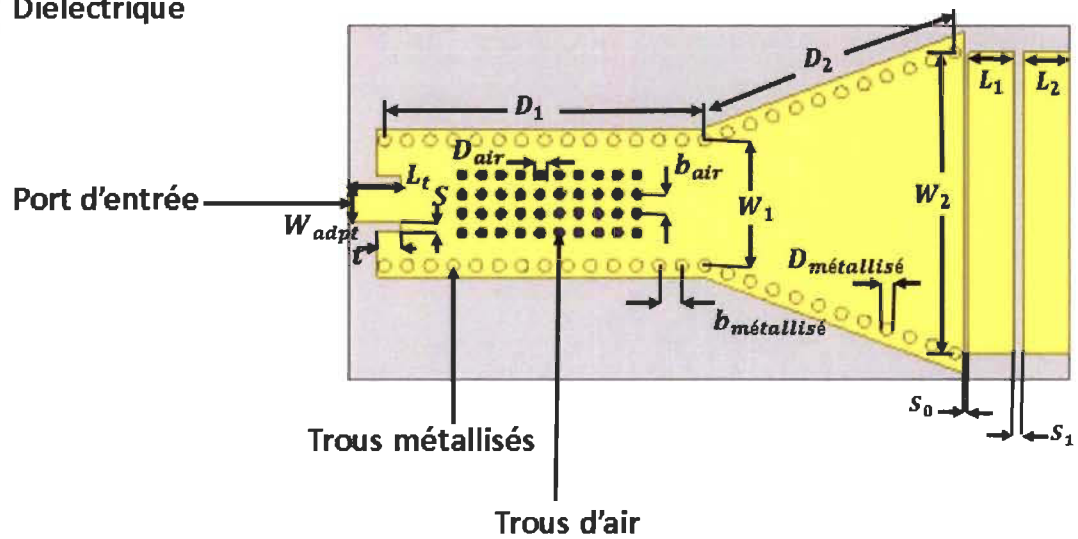
L'antenne SIW a été conçue et simulée à l'aide du logiciel de simulation HFSS. La technique de conception des antennes cornets SIW présentée dans [54] a été prise en compte lors de la conception du capteur. Le Tableau 5-1 présente les dimensions considérées de l'antenne.

Tableau 5- 1. Les paramètres de conception de l'antenne SIW (en millimètres).

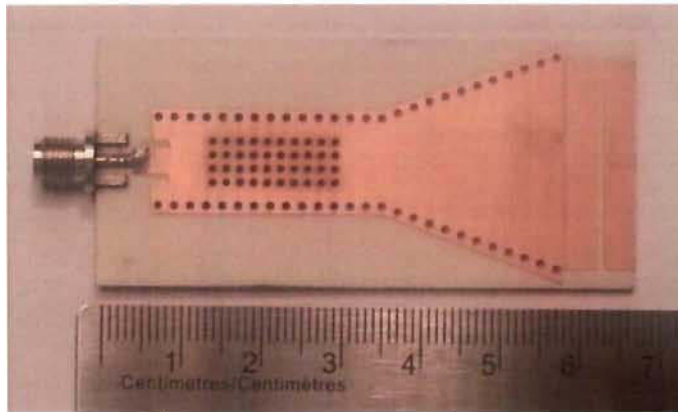
$W_{adpt}$	$L_t$	$t$	$S$	$W_1$	$W_2$	$D_1$	$D_2$
3.38	4.5	2.21	0.735	11	26.4	28.8	22.8
$S_0$	$S_1$	$L_1$	$L_2$	$D_{métallisé}$	$b_{métallisé}$	$D_{air}$	$b_{air}$
0.4	0.9	4	4	1.1	2	1	1.7

Le substrat utilisé est le même que celui employé dans la fabrication des structures précédentes (Rogers 4003C). La Figure 5-9 montre l'architecture du capteur SIW sous forme d'antenne. La structure de cette dernière avec tous les paramètres est présentée dans la Figure 5-9a tandis que le circuit fabriqué est présenté dans la Figure 5-9b.

■ Conducteur  
■ Diélectrique



(a)



(b)

Figure 5- 9. Architecture de l'antenne SIW: a) Les paramètres de conception, b) Le circuit fabriqué.

### 5.5.2 Validation expérimentale de la mesure d'humidité

Une comparaison entre le module simulé après optimisation et mesuré du paramètre  $S_{11}$  du dispositif à 25% RH est présentée dans la Figure 5-10. Le résultat obtenu de la simulation s'accorde bien avec le  $S_{11}$  mesuré. La petite différence entre les deux résultats est due aux imperfections du circuit réalisé, notamment la métallisation des vias qui n'était malheureusement pas au point.

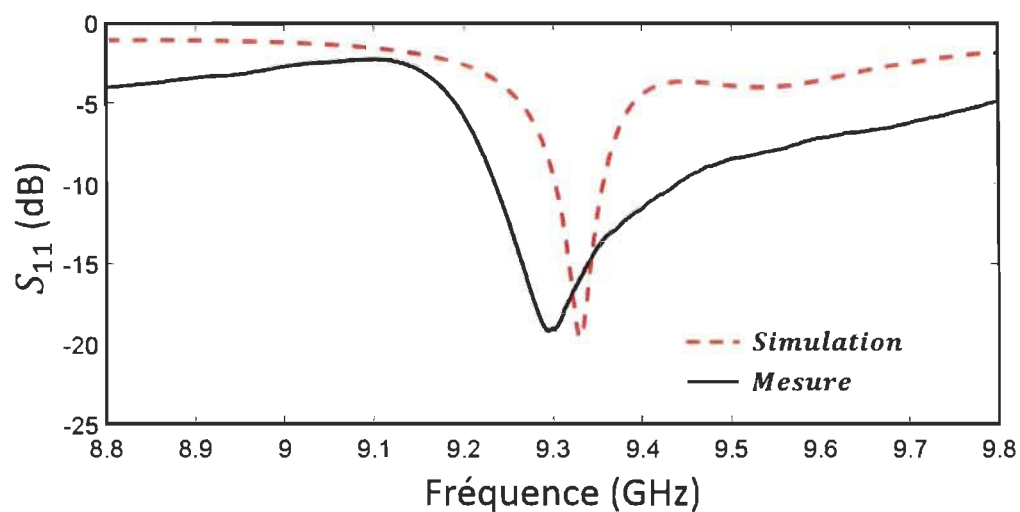


Figure 5- 10. Module du  $S_{11}$  simulé et mesuré à 25% RH.

La sensibilité de l'antenne proposée a été testée expérimentalement au C2T3 pour  $T$  aux alentours de  $30^{\circ}\text{C}$  dans la gamme de 25% - 75% RH. De la même manière que pour l'interféromètre, les tests ont été effectués dans cette plage d'humidité pour éviter l'accumulation de molécules d'eau dans le réseau de trous d'air à des pourcentages d'humidité relative plus élevés. Le banc de test utilisé est montré dans la Figure 5-11. Le module du  $S_{11}$  mesuré à 25% et 75% RH dans la bande de fréquence de 8.8 GHz à 9.8 GHz est montré dans la Figure 5-12.

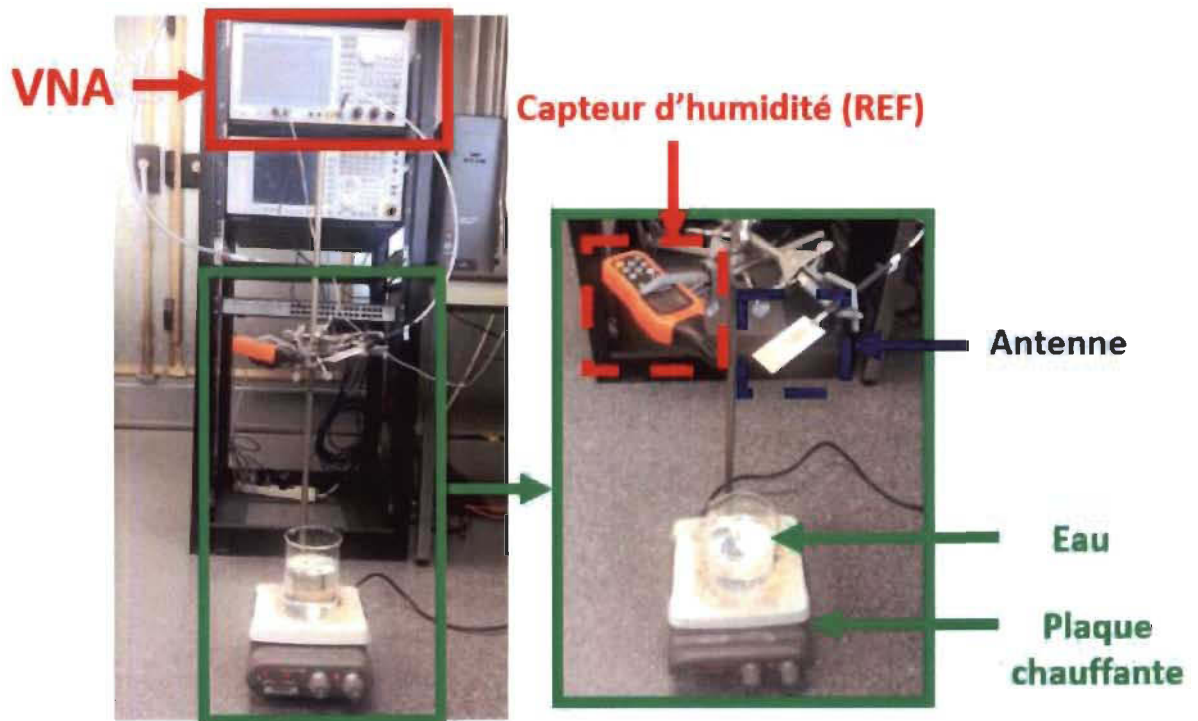


Figure 5- 11. Photo du banc de mesure utilisé.

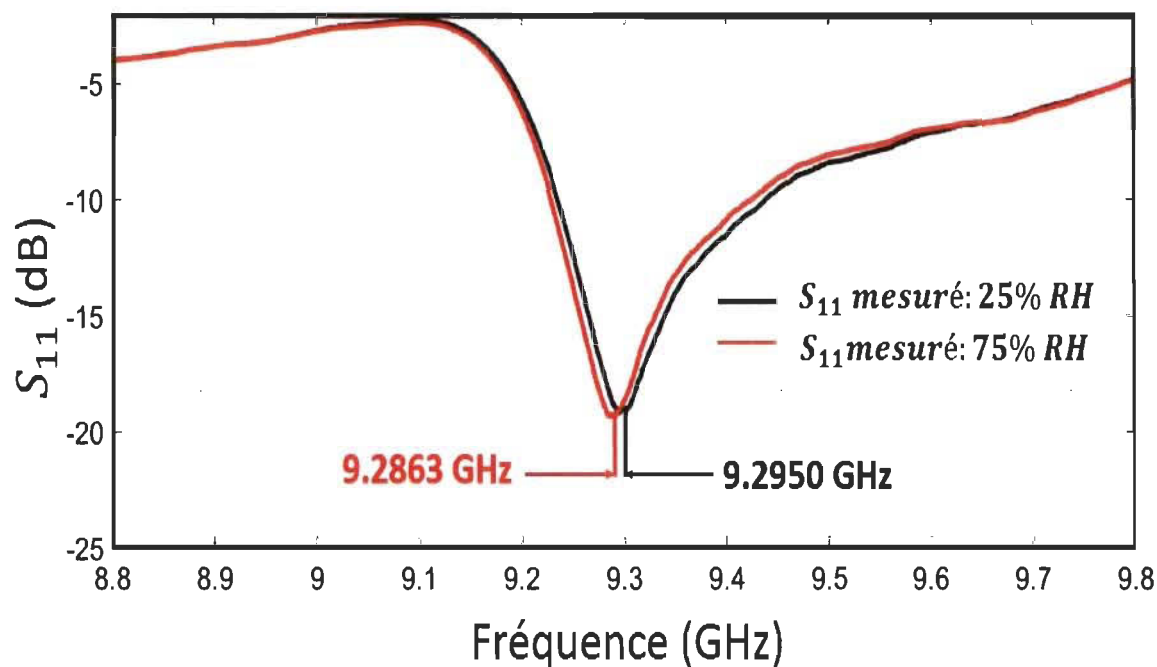


Figure 5- 12. Module du  $S_{11}$  mesuré à 25% et 75% RH.

Selon la Figure 5-12, la fréquence de fonctionnement de l'antenne se décale de 8.7 MHz ce qui démontre la sensibilité de la structure à la variation du pourcentage d'humidité relative. L'expérience a été répétée trois fois dans les mêmes conditions expérimentales pour tester la répétabilité des mesures. En raison de l'instabilité du banc de test et des erreurs introduites par le capteur de référence, l'incertitude de mesure de l'humidité relative est estimée à environ 8% RH avec une variation de la fréquence de moins de 6 MHz. Cette variation est liée aux erreurs de mesure, à l'incertitude des appareils utilisés et à l'instabilité du banc de test disponible. Cependant, avec un banc de mesure plus précis, elle serait beaucoup plus réduite.

La Figure 5-13 montre les résultats de mesure à différents niveaux d'humidité relative. Comme le montre cette figure, la structure présente une sensibilité de 174 kHz/RH entre 25% et 75% RH.



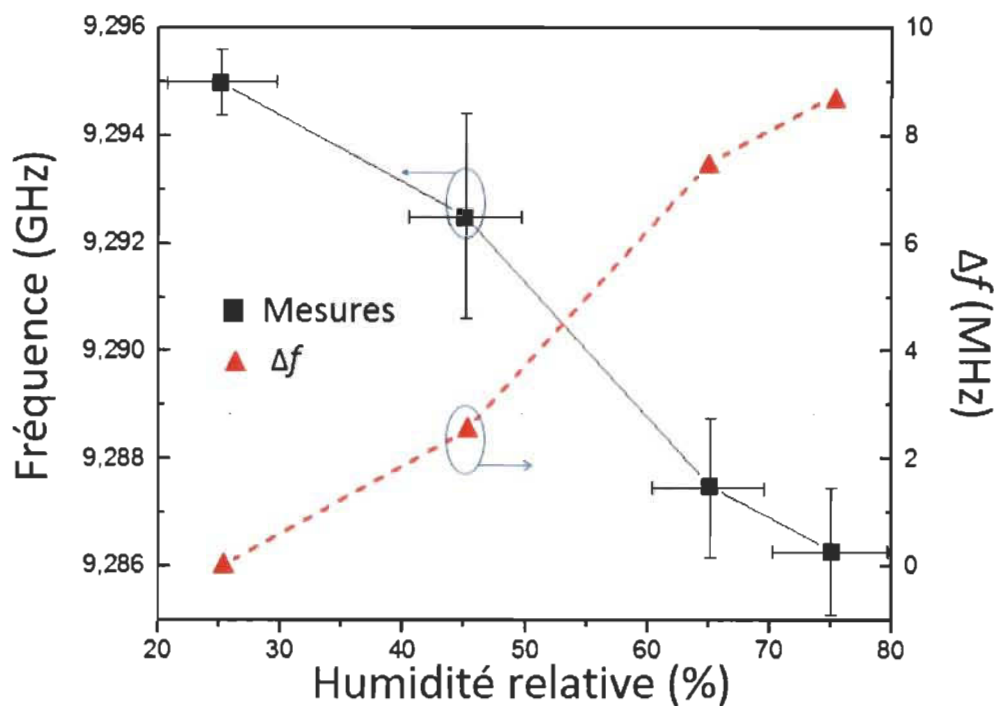


Figure 5- 13. Sensibilité de l'antenne SIW: (Gauche) la fréquence d'opération mesurée en fonction de la variation du niveau d'humidité. (Droite) la variation de la fréquence d'opération.

Le Tableau 5- 2 présente une comparaison entre la sensibilité trouvée de l'antenne SIW et celle d'autres structures basées sur différentes technologies introduites dans la littérature [55]-[57].

Tableau 5- 2. Comparaison de sensibilité entre l'antenne SIW proposée et d'autres structures présentées dans la littérature.

Structure	Fréquence d'opération	Plage RH [%]	Sensibilité [kHz/%RH]	Matériau sensible appliqué	REF
Antenne patch microruban	5.35 GHz	25-90	108	Polyimide modifié	[55]

Micro-capteur CMOS	38.5 MHz	25-85	110	Polypyrrole	[56]
Résonateur (SIR)	825 MHz	65-80	200	Kapton HN polyamide	[57]
Antenne SIW	9.29 GHz	25-75	174	Aucun	Ce travail

Comme montré dans ce tableau, la structure proposée présente une sensibilité comparable, voire meilleure, que celle des autres structures sans l'utilisation d'un matériau sensible à l'humidité. Cette sensibilité aux petites variations de la permittivité relative prouve le potentiel de la fonctionnalisation des antennes SIW pour les applications de détection.

Le diagramme de rayonnement 3D simulé de l'antenne est présenté dans la Figure 5-14. Ce dernier a été mesuré dans une chambre anéchoïque (de l'École Polytechnique de Montréal) et les résultats suivant les plans H et E à 9.29 GHz, 9.28 GHz et 9.27 GHz sont présentés dans la Figure 5-15.

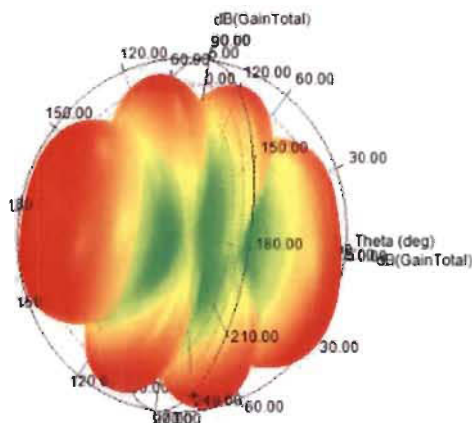


Figure 5- 14. Diagramme de rayonnement 3D simulé de l'antenne.

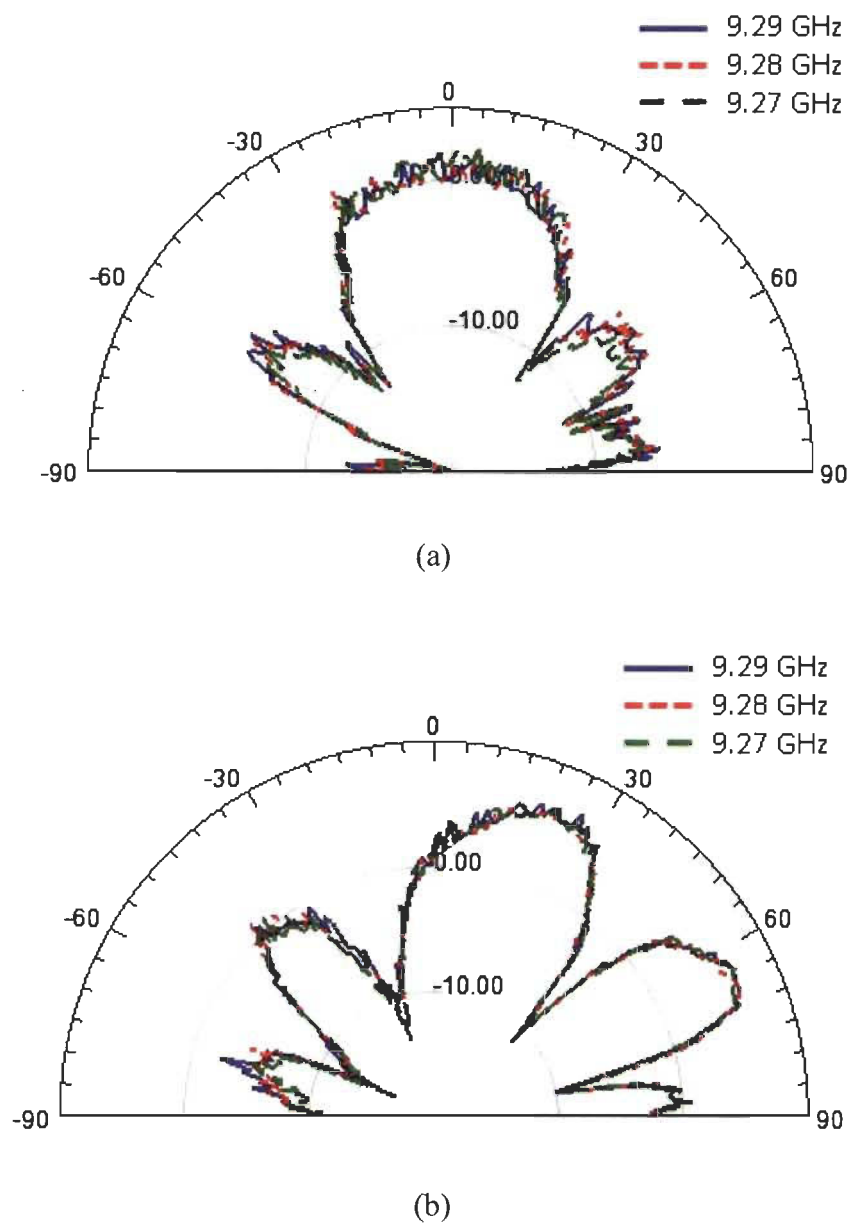


Figure 5- 15. Diagramme de rayonnement mesuré de l'antenne SIW : a) Plan H et b) Plan E.

### 5.6 Système de multi-détection à $N$ antennes

L'un des grands avantages des systèmes de multi-détection est l'utilisation d'un seul équipement pour la détection de plusieurs grandeurs physiques, permettant ainsi une

réduction significative des coûts et de l'espace qu'occuperont des capteurs placés séparément.

L'utilisation de l'antenne cornet intégrée au substrat pour le développement d'un multi-capteur pourrait se faire en combinant plusieurs antennes en un réseau alimenté par une même source. Chacune de ces antennes combinées pourrait être dimensionnée pour une fréquence désirée et fonctionnalisée pour la détection d'une quantité distincte comme la température, l'humidité ou l'hydrogène. Le choix des matériaux sensibles suit les mêmes considérations présentées dans le troisième chapitre notamment en ce qui a trait à la sélectivité.

## Chapitre 6 - Conclusion

Les travaux présentés dans cette thèse portent sur le développement de nouvelles architectures et techniques de conception de composants performants et peu coûteux destinés aux applications de détection et de mesure.

Dans ce manuscrit, nous avons présenté l'acheminement du sujet de thèse en spécifiant les grandes lignes des travaux effectués et des résultats obtenus. Tout d'abord, une revue de la littérature des technologies utilisées dans la conception des capteurs proposés a été abordée. Ensuite, le développement de nouvelles architectures a été mené en se basant sur les théories des guides d'ondes intégrés au substrat et des lignes de transmission. Les dispositifs proposés ont été simulés, optimisés et ensuite fabriqués et testés afin de valider expérimentalement leur fonctionnement.

À ce jour, nous avons proposé diverses solutions pour les applications de mesure. Les éléments sensibles développés consistent en un déphaseur, un interféromètre et une antenne intégrés au substrat. La preuve de concept de la mesure avec les structures proposées a été réalisée pour la détection d'hydrogène et d'humidité. Cependant, la détection d'autres quantités physiques est possible avec les mêmes structures en utilisant un matériau sensible adéquat. D'autres applications telles que la caractérisation des matériaux diélectriques pourraient être effectuées également avec les nouveaux dispositifs SIW.

La première approche proposée repose sur la fonctionnalisation des déphaseurs intégrés au substrat. Ces composants fonctionnalisés à l'aide d'une micro-poudre d'oxyde d'étain

(SnO<sub>2</sub>) sont capables de détecter les faibles concentrations d'hydrogène ( $\leq 0.1\%$  H<sub>2</sub>) et permettent l'intégration des matériaux sensibles à fortes pertes diélectriques sans interférer avec leur performance. Ils possèdent également l'avantage de fonctionner sur une large bande de fréquence, à la différence des cavités résonantes qui fonctionnent à une fréquence unique. En outre, les déphaseurs SIW peuvent être utilisés pour la détection de plusieurs types de gaz ou même des liquides dépendamment du matériau sensible intégré.

La deuxième approche proposée porte sur le développement d'une nouvelle génération d'interféromètres radiofréquences avec la réalisation d'un capteur interférométrique micro-ondes original basé sur la technologie SIW. Les structures proposées exploitent le phénomène physique d'interférence. L'approche différentielle permet de s'affranchir des erreurs liées aux variations du diélectrique ou des dimensions. Elle permet également la simplification de la mesure de phase du déphaseur SIW développé en la transformant en une mesure de fréquence. Deux principales architectures d'interféromètres SIW ont été présentées. D'abord, une structure entièrement intégrée au substrat a été conçue et testée pour la mesure du pourcentage d'humidité relative afin de démontrer son potentiel pour les applications de détection. Ensuite, une seconde architecture utilisant un diviseur/combineur de puissance Wilkinson a été proposée pour un fonctionnement sur une ultra large bande de fréquence. D'autres techniques peuvent être envisagées également dans la conception des interféromètres intégrés au substrat telles que l'application des coupleurs directionnels pour la division et la recombinaison des signaux. Aussi, les interféromètres SIW permettent l'intégration de matériaux sensibles et peuvent être utilisés pour la mesure de diverses grandeurs physiques.

Quant à la troisième approche, une proposition de fonctionnalisation des antennes intégrées au substrat a été donnée. La structure proposée qui consiste en un cornet sectoriel plan H basé sur la technologie SIW a été étudiée pour la mesure du pourcentage d'humidité relative. L'antenne proposée a été fonctionnalisée à l'aide d'une région sensible composée d'un réseau de trous d'air n'utilisant aucun matériau sensible à l'humidité. Cependant, des couches sensibles pourraient être appliquées dans cette structure pour améliorer sa sensibilité ou même pour détecter d'autres quantités physiques telles que le gaz ou la température.

Toutes les structures présentées dans ces travaux de thèse ont été conçues, simulées, fabriquées et validées expérimentalement. Ces dernières présentent beaucoup d'avantages qui rendent leur exploitation très intéressante afin de répondre aux exigences requises de différentes applications de mesure. De nouvelles architectures de capteurs peuvent être développées à partir des solutions proposées. Parmi les aspects importants à tenir en compte dans les travaux futurs pour l'amélioration des performances des capteurs SIW on retrouve:

- L'optimisation des couches sensibles ainsi que leur méthode d'intégration afin d'améliorer les paramètres tels que la sensibilité et la sélectivité du capteur et aussi pour garantir l'amélioration de la qualité et de la robustesse des prototypes réalisés. Ceci consiste essentiellement en un travail poussé sur les matériaux et leurs procédés de préparation et de synthèse.
- La mesure d'hystérésis des structures développées en utilisant un banc de test contrôlé. Ce paramètre important n'a pas été mesuré en raison de l'irréversibilité de la poudre utilisée dans le cas du déphaseur SIW et à cause du manque de contrôle du banc de test utilisé dans la mesure des structures proposées.

- L'optimisation des géométries et l'exploitation de la technologie des guides à ondes lentes intégrés au substrat qui permettraient la réduction des dimensions des prototypes et améliorer leur sensibilité.
- Le développement du système complet de détection afin d'avoir un capteur fonctionnel sans avoir recours à l'utilisation d'un VNA pour l'interprétation des mesures. Pour cela, des oscillateurs et des convertisseurs de fréquence en tension pourraient être considérés.
- L'implémentation des structures proposées dans d'autres technologies telles que la technologie LTCC (*Low Temperature Co-Fired Ceramic*) dans le but de miniaturiser les circuits et améliorer la sensibilité davantage.

Les publications qui découlent des travaux de cette thèse sont principalement :

- A. Benleulmi, N. Y. Sama, P. Ferrari, and F. Domingue, "Substrate Integrated Waveguide Phase Shifter for Hydrogen Sensing," *IEEE Microw. and Wireless Compon. Lett.*, vol. 26, no. 9, pp. 744-746, Sept. 2016.
- A. Benleulmi, N. Boubekour, and D. Massicotte, "A Highly Sensitive Substrate Integrated Waveguide Interferometer Applied to Humidity Sensing," *IEEE Microw. and Wireless Compon. Lett.*, To be published. (Article accepté)
- A. Benleulmi, N. Boubekour, and D. Massicotte, "H-Plane substrate integrated waveguide horn antenna for environmental detection," *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, To be published. (Article soumis)



- A. Benleulmi, N. Boubekur, and D. Massicotte, "Considérations de conception et amélioration de la sensibilité d'un déphaseur intégré au substrat destiné aux applications de mesure," présenté au colloque annuel du ReSMiQ, Polytechnique Montréal, 26 Mai 2017.

Finalelement, les travaux présentés dans cette thèse ouvrent la voie pour plusieurs études et recherches scientifiques qui pourraient être menées dans le but d'améliorer les architectures actuelles et développer de nouvelles solutions pour une utilisation dans différents domaines et pour diverses applications.

## Références

- [1] K. Wu, D. Deslandes, and Y. Cassivi, "The substrate integrated circuits—A new concept for high-frequency electronics and optoelectronics", in *Proc. TELSIKS*, 2003, Serbia and Montenegro vol.1, pp.3-10.
- [2] H. El Matbouly, N. Boubekur, and F. Domingue, "A Novel Chipless Identification Tag Based on a Substrate Integrated Cavity Resonator," *IEEE Microw. and Wireless Compon. Lett.*, vol. 23, no. 1, pp. 52-54, Jan. 2013.
- [3] K. Sellal, L. Talbi, T. A. Denidni, and J. Lebel, "Design and implementation of a substrate integrated waveguide phase shifter," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 2, no. 2, pp. 194-199, Mar. 2008.
- [4] I. Boudreau, K. Wu, and D. Deslandes, "Broadband phase shifter using air holes in Substrate Integrated Waveguide," *Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International*, Baltimore, MD, 2011, pp. 1-4.
- [5] D. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 1998.
- [6] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated transition of coplanar to rectangular waveguides," *IEEE MTT-S Int. Dig.*, 2001, pp. 619–622.
- [7] D. Deslandes, "Design equations for tapered microstrip-to-substrate integrated waveguide transitions," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 704-704, Anaheim, USA, May 2010.
- [8] K. Lu, "An efficient method for analysis of arbitrary nonuniform transmission lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 45, pp. 9-14, Jan. 1997.

- [9] X. Chen, Z. Hao, W. Hong, T. Cui, and K. Wu, "Planar asymmetric dual-mode filters based on substrate integrated waveguide (SIW)," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005.
- [10] X. Chen, W. Hong, T. Cui, J. Chen, and K. Wu, "Substrate integrated waveguide (SIW) linear phase filter," *IEEE Microw. and Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 11, pp. 787-789, Nov. 2005.
- [11] J. X. Chen, W. Hong, Z. C. Hao, H. Li, and K. Wu, "Development of a low cost microwave mixer using a broad-band substrate integrated waveguide (SIW) coupler," *IEEE Microw. and Wireless Compon. Lett.*, vol. 16, no. 2, pp. 84-86, Feb. 2006.
- [12] K. Murai, H. Ikeuchi, T. Kawai, M. Kishihara, and I. Ohta, "Broadband design method of SIW directional couplers," *2011 China-Japan Joint Microwave Conference*, Hangzhou, pp. 1-4, 2011.
- [13] W. D'Orazio, K. Wu, and J. Helszajn, "A substrate integrated waveguide degree-2 circulator," *IEEE Microw. and Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 5, pp. 207-209, May 2004.
- [14] S. Germain, D. Deslandes, and K. Wu, "Development of substrate integrated waveguide power dividers," *CCECE 2003-Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. Toward a Caring and Humane Technology*, pp. 1921-1924 vol.3, 2003.
- [15] M. Esquius-Morote, B. Fuchs, J. -F. Zürcher, and J.R. Mosig, "Novel Thin and Compact H-Plane SIW Horn Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 6, pp. 2911-2920, June 2013.

- [16] B. Liu, W. Hong, Z. Kuai, X. Yin, G. Luo, J. Chen, H. Tang, and K. Wu, "Substrate Integrated Waveguide (SIW) Monopulse Slot Antenna Array," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 1, pp. 275-279, Jan. 2009.
- [17] K. Saeed, R. D. Pollard, and I. C. Hunter, "Substrate Integrated Waveguide Cavity Resonators for Complex Permittivity Characterization of Materials," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 10, pp. 2340-2347, Oct. 2008.
- [18] J. D. Barrera and G. H. Huff, "Analysis of a variable SIW resonator enabled by dielectric material perturbations and applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 61, no. 1, pp. 225–233, Jan. 2013.
- [19] C. Liu and F. Tong, "An SIW Resonator Sensor for Liquid Permittivity Measurements at C Band," *IEEE Microw. and Wireless Compon. Lett.*, vol. 25, no. 11, pp. 751-753, Nov. 2015.
- [20] F. Fesharaki, C. Akyel, and K. Wu, "Broadband permittivity measurement of dielectric materials using discontinuity in substrate integrated waveguide," *Electron. Lett.*, vol. 49, no. 3, pp. 194-196, Jan. 2013.
- [21] H. El Matbouly, N. Boubekur, and F. Domingue, "Passive Microwave Substrate Integrated Cavity Resonator for Humidity Sensing," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 63, no.12, pp.4150-4156, Dec. 2015.
- [22] T. Hübert, L. Boon-Brett, G. Black, and U. Banach, "Hydrogen sensors—A review," *Sensors Actuators B*, vol. 157, no. 2, pp. 329–352, Oct. 2011.
- [23] H. El Matbouly, F. Domingue, V. Palmisano, L. Boon-Brett, M.B. Post, C. Rivkin, R. Burgess, and W.J. Buttner, "Assessment of commercial micro-machined hydrogen sensors performance metrics for safety sensing applications," *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 39, no. 9, pp. 4664–4673, Mar. 2014.

- [24] H. El Matbouly, F. Domingue, V. Palmisano, and L. Boon-Brett, "Hydrogen gas sensors: Flow," *Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook, 2nd ed.*, J. G. Webster and H. In Eren, Eds. London, U.K., CRC Press Taylor & Francis Group, 2014, pp. 12-1–12-14.
- [25] A. D'Amico, A. Palma, and E. Verona, "Surface acoustic wave hydrogen sensor," *Sensors Actuators*, vol. 3, pp. 31–39, 1982.
- [26] M. A. Butler, "Optical fibre hydrogen sensor," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 45, pp. 1007–1009, 1984.
- [27] I. Boudreau, K. Wu, and D. Deslandes, "Broadband phase shifter using air holes in substrate integrated waveguide," *IEEE MTT-S Int. Dig., Baltimore, MD, USA*, pp. 1–4, 2011.
- [28] Y. J. Cheng, W. Hong, and K. Wu, "Broadband Self-Compensating Phase Shifter Combining Delay Line and Equal-Length Unequal-Width Phaser," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 58, no. 1, pp. 203-210, Jan. 2010.
- [29] G. Martinelli, M.C. Carotta, L. Passari, and L. Tracchi, "A study of the moisture effects on SnO<sub>2</sub> thick films by sensitivity and permittivity measurements," *Sensors Actuators B*, vol. 26, no. 1–3, pp. 53–55, 1995.
- [30] EMPro. Keysight (Agilent), 2013. [Online]. Available: <http://www.keysight.com/en/pc-1297143/empro-3d-em-simulation-software>
- [31] T. A. Miller, S.D. Bakrania, C. Perez, and M.S. Wooldridge, "A New Method for Direct Preparation of Tin Dioxide Nanocomposite Materials," *J. Mater. Res.*, vol. 20, no. 11, pp. 2977–2987, 2005.
- [32] N. Yamazoe, "New approaches for improving semiconductor gas sensors", *Sensors Actuators B*, pp. 7–19, 2001.

- [33] Y-F. Sun, S. B. Liu, F. L. Meng, J. Y. Liu, Z. Jin, L. T. Kong, J. H. Liu, "Metal oxide nanostructures and their gas sensing properties: A review," *Sensors (Basel, Switzerland)*, pp. 2610-2631, 2012.
- [34] S. O. Nelson, "Density-permittivity relationships for powdered and granular materials," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 54, no. 5, pp. 2033–2040, Oct. 2005.
- [35] C. Sevik and C. Bulutay, "Novel high-K inverse silver oxide phases of SiO<sub>2</sub>, GeO<sub>2</sub>, SnO<sub>2</sub>, and their alloys," *Mater. Sci. Semicond. Process.*, vol. 9, pp. 1097–1101, Nov. 2006.
- [36] H. T. Feng, R. F. Zhuo, J. T. Chen, D. Yan, J.J. Feng, H.J. Li, S. Cheng, Z. G. Wu, J. Wang, and P. X. Yan, "Synthesis, characterization, and microwave absorption property of the SnO<sub>2</sub> nanowire/paraffin composites," *Nanoscale Res. Lett.*, vol. 4, no. 12, pp. 1452–1457, Sep. 2009.
- [37] A. Niembro-Martín, V. Nasserddine, E. Pistono, H. Issa, A.-L. Franc, T.-P. Vuong, and P. Ferrari, "Slow-wave substrate integrated waveguide," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 62, no. 8, pp. 1625–1633, Aug. 2014.
- [38] A. T. Ho, E. Pistono, T. -P. Vuong, and A. Niembro-Martin, "Crossed-slot cavity antenna in slow-wave SIW," *European Radar Conference (EuRAD)*, Paris, pp. 297–300, 2015.
- [39] M. Bertrand, Z. Liu, E. Pistono, D. Kaddour, and P. Ferrari, "A compact slow-wave substrate integrated waveguide cavity filter," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Phoenix, AZ, pp. 1-3, 2015.
- [40] A. Sahu, O. Hussein, B. Keneni, K. Al shamaileh, and V. Devabhaktuni, "A slow-wave substrate integrated waveguide dual-band filter," *IEEE 30th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, Windsor, ON, pp. 1-3, 2017.

- [41] El Matbouly, H. (2015). Capteur à base d'un résonateur intégré au substrat fonctionnalisé pour la détection environnementale (thèse de doctorat, Université du Québec à Trois-Rivières, Canada).
- [42] C. Nguyen and S. Kim, "Theory, Analysis and Design of RF Interferometric Sensors", SpringerBriefs in Physics, DOI 10.1007/978-1-4614-2023-1, Springer Science+Business Media, LLC 2012.
- [43] A. Thansandote, S. S. Stuchly, and J. S. Wight, "Microwave interferometer for measurements of small displacements," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-31, no. 4, pp. 227-232, Dec. 1982.
- [44] Y. Cui and P. Wang, "The Design and Operation of Ultra-Sensitive and Tunable Radio-Frequency Interferometers," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 62, no. 12, pp. 3172-3182, Dec. 2014.
- [45] G. W. Swenson and N. C. Mathur, "The interferometer in radio astronomy," *Proc. IEEE*, vol. 56, no. 12, pp. 2114-2130, Dec. 1968.
- [46] N. Fabricius, G. Gauglitz, and J. Ingenhoff, "A gas sensor based on an integrated optical Mach-Zehnder interferometer," *Sensors and Actuators B: Chemical*, vol. 7, issue 1, pp. 672-676, 1992.
- [47] M. Noro, K. Suzuki, N. Kishi, H. Hara, T. Watanabe, and H. Iwaoka, "CO<sub>2</sub>/H<sub>2</sub>O gas sensor using a tunable Fabry-Perot filter with wide wavelength range," *The Sixteenth Annual International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, 2003. MEMS-03 Kyoto. IEEE, pp. 319-322, 2003.
- [48] J. Fraden, "The handbook of modern sensors: Physics, Design and Application," pp. 393-399, 2003.

- [49] ANSYS HFSS, Release 18. [Online]. Available: <http://www.ansys.com/Products/Electronics/ANSYS-HFSS>
- [50] Advanced Design System (ADS), 2012.08 Product Release. [Online]. Available: <https://www.keysight.com/en/pd-2151427/ads-2012-product-release?cc=CA&lc=eng>
- [51] H. Wang, D. G. Fang, B. Zhang and W. Q. Che, "Dielectric Loaded Substrate Integrated Waveguide (SIW) H-Plane Horn Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 3, pp. 640-647, Mar. 2010.
- [52] Y. Cai, Y. Zhang, L. Yang, Y. Cao and Z. Qian, "A Low-Profile Wideband Surface-Mountable Substrate-Integrated Waveguide Horn Antenna," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 2730-2733, Aug. 2017.
- [53] Y. Cai, Y. Zhang, L. Yang, Y. Cao and Z. Qian, "Design of Low-Profile Metamaterial-Loaded Substrate Integrated Waveguide Horn Antenna and Its Array Applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 7, pp. 3732-3737, Jul. 2017.
- [54] M. Esquius-Morote, B. Fuchs, J. F. Zürcher and J. R. Mosig, "Novel Thin and Compact H-Plane SIW Horn Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 6, pp. 2911-2920, Jun. 2013.
- [55] K. Chang, Y. H. Kim, Y. J. Kim and Y. J. Yoon, "Functional antenna integrated with relative humidity sensor using synthesised polyimide for passive RFID sensing," *Electron. Lett.*, vol. 43, no. 5, pp. 7-8, Mar 2007.
- [56] C. Dai and D. Lu, "Fabrication of a micro humidity sensor with polypyrrole using the CMOS process," *2010 IEEE 5th International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems*, Xiamen, pp. 110-113, 2010.



- [57] E. M. Amin and N. C. Karmakar, "Development of a low cost printable humidity sensor for chipless RFID technology," *2012 IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications (RFID-TA)*, Nice, pp. 165-170, 2012.
- [58] LPKF Laser & Electronics. [Online]. Available: <https://www.lpkf.com/products/rapid-pcb-prototyping/circuit-board-plotter/protomat-s103.htm>

## **ANNEXE A**

### **Caractéristiques complètes du substrat utilisé (Rogers 4003C)**

Téléchargé depuis : <http://www.rogerscorp.com>



## RO4000® Series High Frequency Circuit Materials

RO4000® hydrocarbon ceramic laminates are designed to offer superior high frequency performance and low cost circuit fabrication. The result is a low loss material which can be fabricated using standard epoxy/glass (FR-4) processes offered at competitive prices.

The selection of laminates typically available to designers is significantly reduced once operational frequencies increase to 500 MHz and above. RO4000 material possesses the properties needed by designers of RF microwave circuits and matching networks and controlled impedance transmission lines. Low dielectric loss allows RO4000 series material to be used in many applications where higher operating frequencies limit the use of conventional circuit board laminates. The temperature coefficient of dielectric constant is among the lowest of any circuit board material (Chart 1), and the dielectric constant is stable over a broad frequency range (Chart 2). For reduced insertion loss, LoPro™ foil is available (Chart 3). This makes it an ideal substrate for broadband applications.

RO4000 material's thermal coefficient of expansion (CTE) provides several key benefits to the circuit designer. The expansion coefficient of RO4000 material is similar to that of copper which allows the material to exhibit excellent dimensional stability, a property needed for mixed dielectric multi-layer boards constructions. The low Z-axis CTE of RO4000 laminates provides reliable plated through-hole quality, even in severe thermal shock applications. RO4000 series material has a Tg of >280°C (536°F) so its expansion characteristics remain stable over the entire range of circuit processing temperatures.

RO4000 series laminates can easily be fabricated into printed circuit boards using standard FR-4 circuit board processing techniques. Unlike PTFE based high performance materials, RO4000 series laminates do not require specialized via preparation processes such as sodium etch. This material is a rigid, thermoset laminate that is capable of being processed by automated handling systems and scrubbing equipment used for copper surface preparation.

RO4003C™ laminates are currently offered in various configurations utilizing both 1080 and 1674 glass fabric styles, with all configurations meeting the same laminate electrical performance specification. Specifically designed as a drop-in replacement for the RO4003C™ material, RO4350B™ laminates utilize RoHS compliant flame-retardant technology for applications requiring UL 94V-0 certification. These materials conform to the requirements of IPC-4103, slash sheet /10 for RO4003C and /11 for RO4350B materials.



### Data Sheet

#### FEATURES AND BENEFITS:

RO4000 materials are reinforced hydrocarbon/ceramic laminates - not PTFE

- Designed for performance sensitive, high volume applications
- Low dielectric tolerance and low loss
- Excellent electrical performance
- Allows applications with higher operating frequencies
- Ideal for broadband applications

Stable electrical properties vs. frequency

- Controlled impedance transmission lines
- Repeatable design of filters

Low thermal coefficient of dielectric constant

- Excellent dimensional stability

Low Z-axis expansion

- Reliable plated through holes

Low in-plane expansion coefficient

- Remains stable over an entire range of circuit processing temperatures

Volume manufacturing process

- RO4000 laminates can be fabricated using standard glass epoxy processes
- Competitively priced

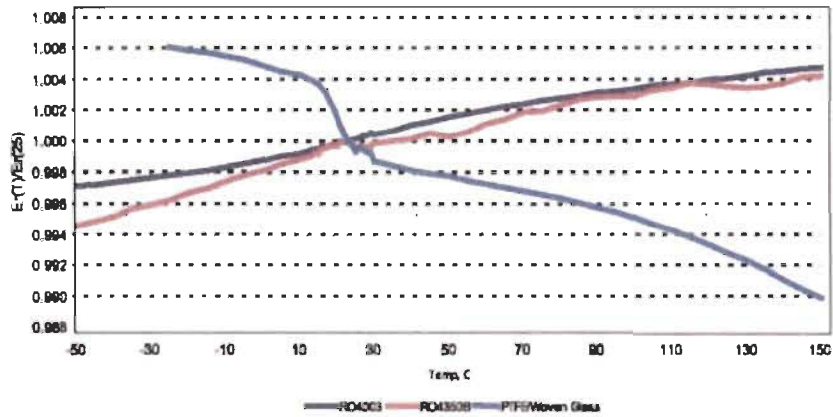
CAF resistant

#### SOME TYPICAL APPLICATIONS:

- Cellular Base Station Antennas and Power Amplifiers
- RF Identification Tags
- Automotive Radar and Sensors
- LNB's for Direct Broadcast Satellites

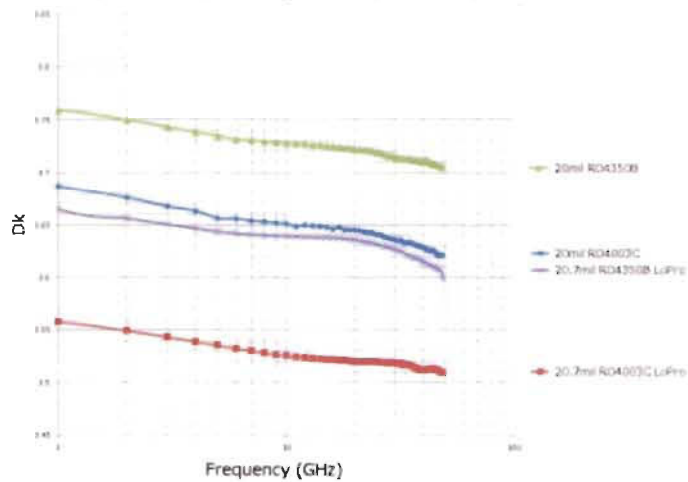


**Chart 1: RO4000 Series Materials Dielectric Constant vs. Temperature**



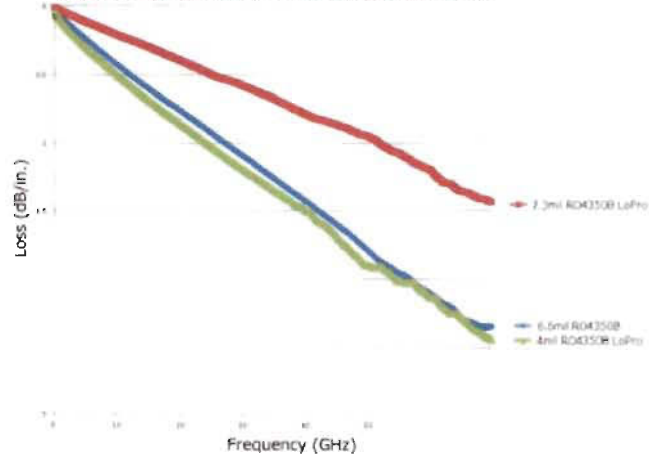
**Chart 2: RO4000 Series Materials Dielectric Constant vs. Frequency**

Microstrip differential phase length method, Dk vs. Frequency



**Chart 3: Microstrip Insertion Loss**

Microstrip insertion loss using differential length method



Property	Typical Value		Direction	Units	Condition	Test Method
	RO4003C	RO4350B				
Dielectric Constant, $\epsilon_r$ , Process	3.38 $\pm$ 0.05	<sup>(1)</sup> 3.48 $\pm$ 0.05	Z	--	10 GHz/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5 Clamped Stripline
<sup>(2)</sup> Dielectric Constant, $\epsilon_r$ , Design	3.55	3.66	Z	--	8 to 40 GHz	Differential Phase Length Method
Dissipation Factor tan, $\delta$	0.0027 0.0021	0.0037 0.0031	Z	--	10 GHz/23°C 2.5 GHz/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Thermal Coefficient of $\epsilon_r$	+40	+50	Z	ppm/°C	-50°C to 150°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Volume Resistivity	1.7 X 10 <sup>10</sup>	1.2 X 10 <sup>10</sup>		MΩ•cm	COND A	IPC-TM-650 2.5.17.1
Surface Resistivity	4.2 X 10 <sup>9</sup>	5.7 X 10 <sup>9</sup>		MΩ	COND A	IPC-TM-650 2.5.17.1
Electrical Strength	31.2 (780)	31.2 (780)	Z	KV/mm (V/mil)	0.51mm (0.020")	IPC-TM-650 2.5.6.2
Tensile Modulus	19,650 (2,850) 19,450 (2,821)	16,767 (2,432) 14,153, (2,053)	X Y	MPa (ksi)	RT	ASTM D638
Tensile Strength	139 (20.2) 100 (14.5)	203 (29.5) 130 (18.9)	X Y	MPa (ksi)	RT	ASTM D638
Flexural Strength	276 (40)	255 (37)		MPa (kpsi)		IPC-TM-650 2.4.4
Dimensional Stability	<0.3	<0.5	X,Y	mm/m (mils/inch)	after etch +E2/150°C	IPC-TM-650 2.4.39A
Coefficient of Thermal Expansion	11 14 46	10 12 32	X Y Z	ppm/°C	-55 to 288°C	IPC-TM-650 2.4.41
Tg	>280	>280		°C TMA	A	IPC-TM-650 2.4.24.3
Td	425	390		°C TGA		ASTM D3850
Thermal Conductivity	0.71	0.69		W/m/°K	80°C	ASTM C518
Moisture Absorption	0.06	0.06		%	48 hrs immersion 0.060" sample Temperature 50°C	ASTM D570
Density	1.79	1.86		gm/cm <sup>3</sup>	23°C	ASTM D792
Copper Peel Strength	1.05 (6.0)	0.88 (5.0)		N/mm (pli)	after solder float 1 oz. EDC Foil	IPC-TM-650 2.4.8
Flammability	N/A	<sup>(3)</sup> V-0				UL 94
Lead-Free Process Compatible	Yes	Yes				

## NOTES:

(1) RO4350B 4 mil laminates have a process Dk of 3.33  $\pm$  0.05(2) The design Dk is an average number from several different tested lots of material and on the most common thickness/s. If more detailed information is required, please contact Rogers Corporation or refer to Rogers' technical papers in the Rogers Technology Support Hub available at <http://www.rogerscorp.com>.(3) RO4350B LoPro<sup>®</sup> laminates do not share the same UL designation as standard RO4350B laminates. A separate UL qualification may be necessary.

Typical values are a representation of an average value for the population of the property. For specification values contact Rogers Corporation.

RO4000 LoPro laminate uses a modified version of the RO4000 resin system to bond reverse treated foil. Values shown above are RO4000 laminates without the addition of the LoPro resin. For double-sided boards, the LoPro foil results in a thickness increase of approximately 0.0007" (18µm) and the Dk is approximately 2.4. The Dk decreases by about 0.1 as the core thickness decreases from 0.020" to 0.004.

Prolonged exposure in an oxidative environment may cause changes to the dielectric properties of hydrocarbon based materials. The rate of change increases at higher temperatures and is highly dependent on the circuit design. Although Rogers' high frequency materials have been used successfully in innumerable applications and reports of oxidation resulting in performance problems are extremely rare, Rogers recommends that the customer evaluate each material and design combination to determine fitness for use over the entire life of the end product.

Standard Thickness	Standard Panel Size	Standard Copper Cladding
RO4003C:	12" X 18" (305 X 457 mm)	½ oz. (17µm) electrodeposited copper foil (.5ED/.5ED)
0.008" (0.203mm),	24" X 18" (610 X 457 mm)	
0.012 (0.305mm),	24" X 36" (610 X 915 mm)	1 oz. (35µm) electrodeposited copper foil (1ED/1ED)
0.016"(0.406mm),	48" X 36" (1.224 m X 915 mm)	2 oz. (70µm) electrodeposited copper foil (2ED/2ED)
0.020" (0.508mm)		
0.032" (0.813mm),	*0.004" (0.101mm) material is not available in panel sizes larger than 24"x18" (610 X 457mm)	<b>PIM Sensitive Applications:</b>
0.060" (1.524mm)		½ oz (17µm) LoPro Reverse Treated EDC (.5TC/.5TC)
RO4350B:		1 oz (35µm) LoPro Reverse Treated EDC (1TC/1TC)
*0.004" (0.101mm),		
0.0066" (0.168mm)		
0.010" (0.254mm),		
0.0133" (0.338mm),		
0.0166" (0.422mm),		
0.020"(0.508mm),		
0.030" (0.762mm),		
0.060"(1.524mm)		
Note: Material clad with LoPro foil add 0.0007" (0.018mm) to dielectric thickness		

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit materials. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit materials for each application.

The Rogers' logo, Helping power, protect, connect our world, LoPro, RO3003, RO4000, RO4350, RO4350B, and RO4003C are trademarks of Rogers Corporation or one of its subsidiaries.

© 2017 Rogers Corporation, Printed in U.S.A.,

All rights reserved. Revised 1324 062017 PUB# 92-004

Advanced Connectivity Solutions

100 S. Roosevelt Avenue, Chandler, AZ 85226

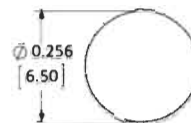
Tel: 480-961-1382 Fax: 480-961-4533 www.rogerscorp.com

## **ANNEXE B**

### **Connecteurs SMA utilisés**

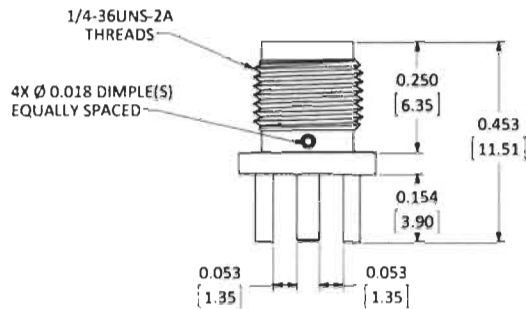
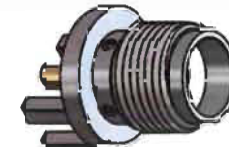
Téléchargé depuis : <https://www.linxtechnologies.com>

DESCRIPTION	MATERIAL	FINISH
BODY	BRASS	NICKEL
SOCKET	BeCu	GOLD
INSULATION	PTFE	N/A

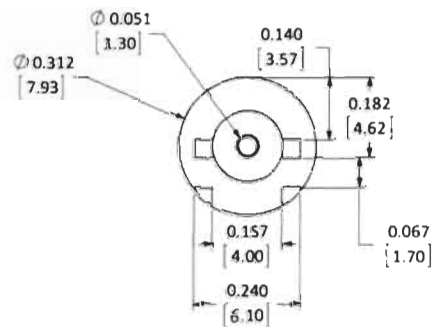


RECOMMENDED  
MOUNTING HOLE

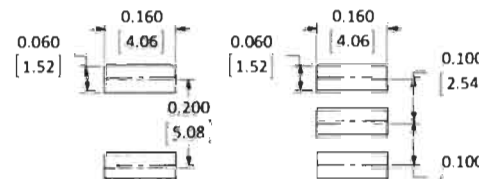
REVISIONS			
REV	DESCRIPTION	DATE	APPV
B	UPDATED FOOTPRINT AND DIMENSIONS; ADDED NEW TITLE BLOCK	29-JUN-12	BPM
C	ADDED DIMPLE TO PART	3-JUN-13	SAH



TOP VIEW



BACK VIEW



BOTTOM

TOP

RECOMMENDED FOOTPRINT

- NOTES: (UNLESS OTHERWISE SPECIFIED)
1. ALL DIMENSIONS ARE IN INCHES [mm].
  2. DIMENSIONS APPLY AFTER FINISHING.
  3. MANUFACTURE TO BE COMPLIANT WITH EU RoHS DIRECTIVE.
  4. SAFETY BREAK ALL SHARP CORNERS AND EDGES .02 MAXIMUM.

**WARNING** THIS DRAWING CONTAINS PROPRIETARY INFORMATION THAT IS THE SOLE PROPERTY OF LINX TECHNOLOGIES, AND SHALL BE TREATED AS SUCH. NO DISCLOSURE OR REPRODUCTION OF THIS DOCUMENT IS PERMITTED, IN WHOLE OR IN PART, WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN PERMISSION OF LINX TECHNOLOGIES OR ITS DESIGNATED AGENTS.

MATERIAL: INTERPRET DIMENSIONS AND TOLERANCES PER ASME Y14.5  
SURFACE FINISH: ✓ ANISLES: 1:1  
TOLERANCES: .01 .02 .03 .04 .05 .06 .07 .08 .09 .10 .11 .12 .13 .14 .15 .16 .17 .18 .19 .20 .21 .22 .23 .24 .25 .26 .27 .28 .29 .30 .31 .32 .33 .34 .35 .36 .37 .38 .39 .40 .41 .42 .43 .44 .45 .46 .47 .48 .49 .50 .51 .52 .53 .54 .55 .56 .57 .58 .59 .60 .61 .62 .63 .64 .65 .66 .67 .68 .69 .70 .71 .72 .73 .74 .75 .76 .77 .78 .79 .80 .81 .82 .83 .84 .85 .86 .87 .88 .89 .90 .91 .92 .93 .94 .95 .96 .97 .98 .99 .100 .101 .102 .103 .104 .105 .106 .107 .108 .109 .110 .111 .112 .113 .114 .115 .116 .117 .118 .119 .120 .121 .122 .123 .124 .125 .126 .127 .128 .129 .130 .131 .132 .133 .134 .135 .136 .137 .138 .139 .140 .141 .142 .143 .144 .145 .146 .147 .148 .149 .150 .151 .152 .153 .154 .155 .156 .157 .158 .159 .160 .161 .162 .163 .164 .165 .166 .167 .168 .169 .170 .171 .172 .173 .174 .175 .176 .177 .178 .179 .180 .181 .182 .183 .184 .185 .186 .187 .188 .189 .190 .191 .192 .193 .194 .195 .196 .197 .198 .199 .200 .201 .202 .203 .204 .205 .206 .207 .208 .209 .210 .211 .212 .213 .214 .215 .216 .217 .218 .219 .220 .221 .222 .223 .224 .225 .226 .227 .228 .229 .230 .231 .232 .233 .234 .235 .236 .237 .238 .239 .240 .241 .242 .243 .244 .245 .246 .247 .248 .249 .250 .251 .252 .253 .254 .255 .256 .257 .258 .259 .260 .261 .262 .263 .264 .265 .266 .267 .268 .269 .270 .271 .272 .273 .274 .275 .276 .277 .278 .279 .280 .281 .282 .283 .284 .285 .286 .287 .288 .289 .290 .291 .292 .293 .294 .295 .296 .297 .298 .299 .300 .301 .302 .303 .304 .305 .306 .307 .308 .309 .310 .311 .312 .313 .314 .315 .316 .317 .318 .319 .320 .321 .322 .323 .324 .325 .326 .327 .328 .329 .330 .331 .332 .333 .334 .335 .336 .337 .338 .339 .340 .341 .342 .343 .344 .345 .346 .347 .348 .349 .350 .351 .352 .353 .354 .355 .356 .357 .358 .359 .360 .361 .362 .363 .364 .365 .366 .367 .368 .369 .370 .371 .372 .373 .374 .375 .376 .377 .378 .379 .380 .381 .382 .383 .384 .385 .386 .387 .388 .389 .390 .391 .392 .393 .394 .395 .396 .397 .398 .399 .400 .401 .402 .403 .404 .405 .406 .407 .408 .409 .410 .411 .412 .413 .414 .415 .416 .417 .418 .419 .420 .421 .422 .423 .424 .425 .426 .427 .428 .429 .430 .431 .432 .433 .434 .435 .436 .437 .438 .439 .440 .441 .442 .443 .444 .445 .446 .447 .448 .449 .450 .451 .452 .453 .454 .455 .456 .457 .458 .459 .460 .461 .462 .463 .464 .465 .466 .467 .468 .469 .470 .471 .472 .473 .474 .475 .476 .477 .478 .479 .480 .481 .482 .483 .484 .485 .486 .487 .488 .489 .490 .491 .492 .493 .494 .495 .496 .497 .498 .499 .500 .501 .502 .503 .504 .505 .506 .507 .508 .509 .510 .511 .512 .513 .514 .515 .516 .517 .518 .519 .520 .521 .522 .523 .524 .525 .526 .527 .528 .529 .530 .531 .532 .533 .534 .535 .536 .537 .538 .539 .540 .541 .542 .543 .544 .545 .546 .547 .548 .549 .550 .551 .552 .553 .554 .555 .556 .557 .558 .559 .560 .561 .562 .563 .564 .565 .566 .567 .568 .569 .570 .571 .572 .573 .574 .575 .576 .577 .578 .579 .580 .581 .582 .583 .584 .585 .586 .587 .588 .589 .590 .591 .592 .593 .594 .595 .596 .597 .598 .599 .600 .601 .602 .603 .604 .605 .606 .607 .608 .609 .610 .611 .612 .613 .614 .615 .616 .617 .618 .619 .620 .621 .622 .623 .624 .625 .626 .627 .628 .629 .630 .631 .632 .633 .634 .635 .636 .637 .638 .639 .640 .641 .642 .643 .644 .645 .646 .647 .648 .649 .650 .651 .652 .653 .654 .655 .656 .657 .658 .659 .660 .661 .662 .663 .664 .665 .666 .667 .668 .669 .670 .671 .672 .673 .674 .675 .676 .677 .678 .679 .680 .681 .682 .683 .684 .685 .686 .687 .688 .689 .690 .691 .692 .693 .694 .695 .696 .697 .698 .699 .700 .701 .702 .703 .704 .705 .706 .707 .708 .709 .710 .711 .712 .713 .714 .715 .716 .717 .718 .719 .720 .721 .722 .723 .724 .725 .726 .727 .728 .729 .730 .731 .732 .733 .734 .735 .736 .737 .738 .739 .740 .741 .742 .743 .744 .745 .746 .747 .748 .749 .750 .751 .752 .753 .754 .755 .756 .757 .758 .759 .760 .761 .762 .763 .764 .765 .766 .767 .768 .769 .770 .771 .772 .773 .774 .775 .776 .777 .778 .779 .780 .781 .782 .783 .784 .785 .786 .787 .788 .789 .790 .791 .792 .793 .794 .795 .796 .797 .798 .799 .800 .801 .802 .803 .804 .805 .806 .807 .808 .809 .810 .811 .812 .813 .814 .815 .816 .817 .818 .819 .820 .821 .822 .823 .824 .825 .826 .827 .828 .829 .830 .831 .832 .833 .834 .835 .836 .837 .838 .839 .840 .841 .842 .843 .844 .845 .846 .847 .848 .849 .850 .851 .852 .853 .854 .855 .856 .857 .858 .859 .860 .861 .862 .863 .864 .865 .866 .867 .868 .869 .870 .871 .872 .873 .874 .875 .876 .877 .878 .879 .880 .881 .882 .883 .884 .885 .886 .887 .888 .889 .890 .891 .892 .893 .894 .895 .896 .897 .898 .899 .900 .901 .902 .903 .904 .905 .906 .907 .908 .909 .910 .911 .912 .913 .914 .915 .916 .917 .918 .919 .920 .921 .922 .923 .924 .925 .926 .927 .928 .929 .930 .931 .932 .933 .934 .935 .936 .937 .938 .939 .940 .941 .942 .943 .944 .945 .946 .947 .948 .949 .950 .951 .952 .953 .954 .955 .956 .957 .958 .959 .960 .961 .962 .963 .964 .965 .966 .967 .968 .969 .970 .971 .972 .973 .974 .975 .976 .977 .978 .979 .980 .981 .982 .983 .984 .985 .986 .987 .988 .989 .990 .991 .992 .993 .994 .995 .996 .997 .998 .999 .1000 .1001 .1002 .1003 .1004 .1005 .1006 .1007 .1008 .1009 .1010 .1011 .1012 .1013 .1014 .1015 .1016 .1017 .1018 .1019 .1020 .1021 .1022 .1023 .1024 .1025 .1026 .1027 .1028 .1029 .1030 .1031 .1032 .1033 .1034 .1035 .1036 .1037 .1038 .1039 .1040 .1041 .1042 .1043 .1044 .1045 .1046 .1047 .1048 .1049 .1050 .1051 .1052 .1053 .1054 .1055 .1056 .1057 .1058 .1059 .1060 .1061 .1062 .1063 .1064 .1065 .1066 .1067 .1068 .1069 .1070 .1071 .1072 .1073 .1074 .1075 .1076 .1077 .1078 .1079 .1080 .1081 .1082 .1083 .1084 .1085 .1086 .1087 .1088 .1089 .1090 .1091 .1092 .1093 .1094 .1095 .1096 .1097 .1098 .1099 .1100 .1101 .1102 .1103 .1104 .1105 .1106 .1107 .1108 .1109 .1110 .1111 .1112 .1113 .1114 .1115 .1116 .1117 .1118 .1119 .1120 .1121 .1122 .1123 .1124 .1125 .1126 .1127 .1128 .1129 .1130 .1131 .1132 .1133 .1134 .1135 .1136 .1137 .1138 .1139 .1140 .1141 .1142 .1143 .1144 .1145 .1146 .1147 .1148 .1149 .1150 .1151 .1152 .1153 .1154 .1155 .1156 .1157 .1158 .1159 .1160 .1161 .1162 .1163 .1164 .1165 .1166 .1167 .1168 .1169 .1170 .1171 .1172 .1173 .1174 .1175 .1176 .1177 .1178 .1179 .1180 .1181 .1182 .1183 .1184 .1185 .1186 .1187 .1188 .1189 .1190 .1191 .1192 .1193 .1194 .1195 .1196 .1197 .1198 .1199 .1200 .1201 .1202 .1203 .1204 .1205 .1206 .1207 .1208 .1209 .1210 .1211 .1212 .1213 .1214 .1215 .1216 .1217 .1218 .1219 .1220 .1221 .1222 .1223 .1224 .1225 .1226 .1227 .1228 .1229 .1230 .1231 .1232 .1233 .1234 .1235 .1236 .1237 .1238 .1239 .1240 .1241 .1242 .1243 .1244 .1245 .1246 .1247 .1248 .1249 .1250 .1251 .1252 .1253 .1254 .1255 .1256 .1257 .1258 .1259 .1260 .1261 .1262 .1263 .1264 .1265 .1266 .1267 .1268 .1269 .1270 .1271 .1272 .1273 .1274 .1275 .1276 .1277 .1278 .1279 .1280 .1281 .1282 .1283 .1284 .1285 .1286 .1287 .1288 .1289 .1290 .1291 .1292 .1293 .1294 .1295 .1296 .1297 .1298 .1299 .1300 .1301 .1302 .1303 .1304 .1305 .1306 .1307 .1308 .1309 .1310 .1311 .1312 .1313 .1314 .1315 .1316 .1317 .1318 .1319 .1320 .1321 .1322 .1323 .1324 .1325 .1326 .1327 .1328 .1329 .1330 .1331 .1332 .1333 .1334 .1335 .1336 .1337 .1338 .1339 .1340 .1341 .1342 .1343 .1344 .1345 .1346 .1347 .1348 .1349 .1350 .1351 .1352 .1353 .1354 .1355 .1356 .1357 .1358 .1359 .1360 .1361 .1362 .1363 .1364 .1365 .1366 .1367 .1368 .1369 .1370 .1371 .1372 .1373 .1374 .1375 .1376 .1377 .1378 .1379 .1380 .1381 .1382 .1383 .1384 .1385 .1386 .1387 .1388 .1389 .1390 .1391 .1392 .1393 .1394 .1395 .1396 .1397 .1398 .1399 .1400 .1401 .1402 .1403 .1404 .1405 .1406 .1407 .1408 .1409 .1410 .1411 .1412 .1413 .1414 .1415 .1416 .1417 .1418 .1419 .1420 .1421 .1422 .1423 .1424 .1425 .1426 .1427 .1428 .1429 .1430 .1431 .1432 .1433 .1434 .1435 .1436 .1437 .1438 .1439 .1440 .1441 .1442 .1443 .1444 .1445 .1446 .1447 .1448 .1449 .1450 .1451 .1452 .1453 .1454 .1455 .1456 .1457 .1458 .1459 .1460 .1461 .1462 .1463 .1464 .1465 .1466 .1467 .1468 .1469 .1470 .1471 .1472 .1473 .1474 .1475 .1476 .1477 .1478 .1479 .1480 .1481 .1482 .1483 .1484 .1485 .1486 .1487 .1488 .1489 .1490 .1491 .1492 .1493 .1494 .1495 .1496 .1497 .1498 .1499 .1500 .1501 .1502 .1503 .1504 .1505 .1506 .1507 .1508 .1509 .1510 .1511 .1512 .1513 .1514 .1515 .1516 .1517 .1518 .1519 .1520 .1521 .1522 .1523 .1524 .1525 .1526 .1527 .1528 .1529 .1530 .1531 .1532 .1533 .1534 .1535 .1536 .1537 .1538 .1539 .1540 .1541 .1542 .1543 .1544 .1545 .1546 .1547 .1548 .1549 .1550 .1551 .1552 .1553 .1554 .1555 .1556 .1557 .1558 .1559 .1560 .1561 .1562 .1563 .1564 .1565 .1566 .1567 .1568 .1569 .1570 .1571 .1572 .1573 .1574 .1575 .1576 .1577 .1578 .1579 .1580 .1581 .1582 .1583 .1584 .1585 .1586 .1587 .1588 .1589 .1590 .1591 .1592 .1593 .1594 .1595 .1596 .1597 .1598 .1599 .1600 .1601 .1602 .1603 .1604 .1605 .1606 .1607 .1608 .1609 .1610 .1611 .1612 .1613 .1614 .1615 .1616 .1617 .1618 .1619 .1620 .1621 .1622 .1623 .1624 .1625 .1626 .1627 .1628 .1629 .1630 .1631 .1632 .1633 .1634 .1635 .1636 .1637 .1638 .1639 .1640 .1641 .1642 .1643 .1644 .1645 .1646 .1647 .1648 .1649 .1650 .1651 .1652 .1653 .1654 .1655 .1656 .1657 .1658 .1659 .1660 .1661 .1662 .1663 .1664 .1665 .1666 .1667 .1668 .1669 .1670 .1671 .1672 .1673 .1674 .1675 .1676 .1677 .1678 .1679 .1680 .1681 .1682 .1683 .1684 .1685 .1686 .1687 .1688 .1689 .1690 .1691 .1692 .1693 .1694 .1695 .1696 .1697 .1698 .1699 .1700 .1701 .1702 .1703 .1704 .1705 .1706 .1707 .1708 .1709 .1710 .1711 .1712 .1713 .1714 .1715 .1716 .1717 .1718 .1719 .1720 .1721 .1722 .1723 .1724 .1725 .1726 .1727 .1728 .1729 .1730 .1731 .1732 .1733 .1734 .1735 .1736 .1737 .1738 .1739 .1740 .1741 .1742 .1743 .1744 .1745 .1746 .1747 .1748 .1749 .1750 .1751 .1752 .1753 .1754 .1755 .1756 .1757 .1758 .1759 .1760 .1761 .1762 .1763 .1764 .1765 .1766 .1767 .1768 .1769 .1770 .1771 .1772 .1773 .1774 .1775 .1776 .1777 .1778 .1779 .1780 .1781 .1782 .1783 .1784 .1785 .1786 .1787 .1788 .1789 .1790 .1791 .1792 .1793 .1794 .1795 .1796 .1797 .1798 .1799 .1800 .1801 .1802 .1803 .1804 .1805 .1806 .1807 .1808 .1809 .1810 .1811 .1812 .1813 .1814 .1815 .1816 .1817 .1818 .1819 .1820 .1821 .1822 .1823 .1824 .1825 .1826 .1827 .1828 .1829 .1830 .1831 .1832 .1833 .1834 .1835 .1836 .1837 .1838 .1839 .1840 .1841 .1842 .1843 .1844 .1845 .1846 .1847 .1848 .1849 .1850 .1851 .1852 .1853 .1854 .1855 .1856 .1857 .1858 .1859 .1860 .1861 .1862 .1863 .1864 .1865 .1866 .1867 .1868 .1869 .1870 .1871 .1872 .1873 .1874 .1875 .1876 .1877 .1878 .1879 .1880 .1881 .1882 .1883 .1884 .1885 .1886 .1887 .1888 .1889 .1890 .1891 .1892 .1893 .1894 .1895 .1896 .1897 .1898 .1899 .1900 .1901 .1902 .1903 .1904 .1905 .1906 .1907 .1908 .1909 .1910 .1911 .1912 .1913 .1914 .1915 .1916 .1917 .1918 .1919 .1920 .1921 .1922 .1923 .1924 .1925 .1926 .1927 .1928 .1929 .1930 .1931 .1932 .1933 .1934 .1935 .1936 .1937 .1938 .1939 .1940 .1941 .1942 .1943 .1944 .1945 .1946 .1947 .1948 .1949 .1950 .1951 .1952 .1953 .1954 .1955 .1956 .1957 .1958 .1959 .1960 .1961 .1962 .1963 .1964 .1965 .1966 .1967 .1968 .1969 .1970 .1971 .1972 .1973 .1974 .1975 .1976 .1977 .1978 .1979 .1980 .1981 .1982 .1983 .1984 .1985 .1986 .1987 .1988 .1989 .1990 .1991 .1992 .1993 .1994 .1995 .1996 .1997 .1998 .1999 .2000 .2001 .2002 .2003 .2004 .2005 .2006 .2007 .2008 .2009 .2010 .2011 .2012 .2013 .2014 .2015 .2016 .2017 .2018 .2019 .2020 .2021 .2022 .2023 .2024 .2025 .2026 .2027 .2028 .2029 .2030 .2031 .2032 .2033 .2034 .2035 .2036 .2037 .2038 .2039 .2040 .2041 .2042 .2043 .2044 .2045 .2046 .2047 .2048 .2049 .2050 .2051 .2052 .2053 .2054 .2055 .2056 .2057 .2058 .2059 .2060 .2061 .2062 .2063 .2064 .2065 .2066 .2067 .2068 .2069 .2070 .2071 .2072 .2073 .2074 .2075 .2076 .2077 .2078 .2079 .2080 .2081 .2082 .2083 .2084 .2085 .2086 .2087 .2088 .2089 .2090 .2091 .2092 .2093 .2094 .2095 .2096 .2097 .2098 .2099 .2100 .2101 .2102 .2103 .2104 .2105 .2106 .2107 .2108 .2109 .2110 .2111 .2112 .2113 .2114 .2115 .2116 .2117 .2118 .2119 .2120 .2121 .2122 .2123 .2124 .2125 .2126 .2127 .2128 .2129 .2130 .2131 .2132 .2133 .2134 .2135 .2136 .2137 .2138 .2139 .2140 .2141 .2142 .2143 .2144 .2145 .2146 .2147 .2148 .2149 .2150 .2151 .2152 .2153 .2154 .2155 .2156 .2157 .2158 .2159 .2160 .2161 .2162 .2163 .2164 .2165 .2166 .2167 .2168 .2169 .2170 .2171 .2172 .2173 .2174 .2175 .2176 .2177 .2178 .2179 .2180 .2181 .2182 .2183 .2184 .2185 .2186 .2187 .2188 .2189 .2190 .2191 .2192 .2193 .2194 .2195 .2196 .2197 .2198 .2199 .2200 .2201 .2202 .2203 .2204 .2205 .2206 .2207 .2208 .2209 .2210 .2211 .2212 .2213 .2214 .2215 .2216 .2217 .2218 .2219 .2220 .2221 .2222 .2223 .2224 .2225 .2226 .2227 .2228 .2229 .2230 .2231 .2232 .2233 .2234 .2235 .2236 .2237 .2238 .2239 .2240 .2241 .2242 .2243 .2244 .2245 .2246 .2247 .2248 .2249 .2250 .2251 .2252 .2253 .2254 .2255 .2256 .2257 .2258 .2259 .2260 .2261 .2262 .2263 .2264 .2265 .2266 .2267 .2268 .2269 .2270 .2271 .2272 .2273 .2274 .2275 .2276 .2277 .2278 .2279 .2280 .2281 .2282 .2283 .2284 .2285 .2286 .2287 .2288 .2289 .2290 .2291 .2292 .2293 .2294 .2295 .2296 .2297 .2298 .2299 .2300 .2301 .2302 .2303 .2304 .2305 .2306 .2307 .2308 .2309 .2310 .2311 .2312 .2313 .2314 .2315 .2316 .2317 .2318 .2319 .2320 .2321 .2322 .2323 .2324 .2325 .2326 .2327 .2328 .2329 .2330 .2331 .2332 .2333 .2334 .2335 .2336 .2337 .2338 .2339 .2340 .2341 .2342 .2343 .2344 .2345 .2346 .2347 .2348 .2349 .2350 .2351 .2352 .2353 .2354 .2355 .2356 .2357 .2358 .2359 .2360 .2361 .2362 .2363 .2364 .2365 .2366 .2367 .2368 .2369 .2370 .2371 .2372 .2373 .2374 .2375 .2376 .2377 .2378 .2379 .2380 .2381 .2382 .2383 .2384 .2385 .2386 .2387 .2388 .2389 .2390 .2391 .2392 .2393 .2394 .2395 .2396 .2397 .2398 .2399 .2400 .2401 .2402 .2403 .240



## ANNEXE C

Article publié dans : **IEEE Microwave and Wireless Components Letters** ( Volume:  
26, Issue: 9, Sept. 2016 ).

Titre : **Substrate Integrated Waveguide Phase Shifter for Hydrogen Sensing.**

DOI : **10.1109/LMWC.2016.2597177**

# Substrate Integrated Waveguide Phase Shifter for Hydrogen Sensing

Adel Benleulmi, Nossikpendou Yves Sama, Philippe Ferrari, *Senior Member, IEEE*, and Frédéric Domingue, *Member, IEEE*

**Abstract**—This letter presents a novel environmental sensor for hydrogen detection. The new sensor is based on a passive microwave substrate integrated phase shifter in which the phase shift of the output signal varies in function of the hydrogen gas concentration. The proposed structure uses tin oxide ( $\text{SnO}_2$ ) micro powder as a hydrogen-sensing material and exhibits a phase variation of  $19.5^\circ$  in the hydrogen range of 0 to 1.6%. The substrate integrated sensor presents a new solution for environmental sensing which has the advantage of being passive and having a simple and low-cost manufacturing process.

**Index Terms**—Hydrogen, microwave, passive, phase shifter, sensor, Substrate Integrated Waveguides (SIW).

## I. INTRODUCTION

**H**YDROGEN is an energy carrier that is used in several practical applications. Its properties as a highly flammable, colorless and odorless gas require the use of sensors able to detect quickly any hydrogen leakage before it reaches 4 vol% in air in order to ensure its safe use [1], [2]. The available commercial hydrogen-sensing technologies were reviewed and discussed in [3]. Among the existing hydrogen sensors, five specific types are the most common. These types are semi conductive metal-oxide (MOX), thermal conductivity (TCD), electrochemical (EC), catalytic (CAT), and metal-oxide-semiconductor (MOS) sensors [3]. Other technologies such as acoustic [4] and optical systems [5] have been demonstrated and presented in literature.

In spite of their sensing capability, the current hydrogen sensors do not meet the performance requirements for emerging applications in terms of sensitivity, robustness and cost. For this reason, novel sensing components and techniques are still needed in order to achieve the desirable performance.

Since more than 15 years, substrate integrated waveguides (SIWs) have been developed to provide a good alternative for classical waveguides [6]. Many concepts based on this

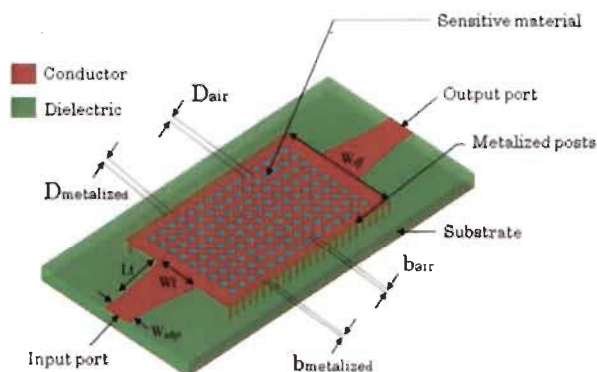


Fig. 1. The 3-D structure of the substrate integrated hydrogen gas sensor.

technology have been demonstrated such as RFID tags [7] and phase shifters [8], [9]. Recently, their use for environmental sensing has been investigated for the first time in [10], where humidity detection with a substrate integrated cavity resonator was demonstrated. The detection principle of the structure is based on a frequency shift due to the dielectric constant variation of the moist air. Although the detection of other types of gases is possible with this structure, the use of different sensitive materials that often present significant losses is unavoidable. These materials have a direct influence on the quality factor of the cavity resonator and can in some cases cause the disappearance of the resonance, thus hindering the sensor's operation. In this letter, the concept of hydrogen detection using a SIW phase shifter enabled by a functionalized region of air holes filled with tin oxide ( $\text{SnO}_2$ ) micro powder is demonstrated for the first time. The structure allows the integration of lossy sensitive materials without interfering with its performance and has the advantage of having a large operation frequency range, unlike cavity resonators, which are designed to operate at a single frequency. Additionally, the SIW phase shifter could be used as a delay element of a delay line oscillator, in order to map the hydrogen level on the frequency. This could be done by inserting the structure into a voltage-controlled oscillator (VCO), i.e., the LC tank is replaced by the phase shifter having an electrical length of  $180^\circ$ .

## II. OPERATION PRINCIPLE

Fig. 1 shows the basic structure of the SIW phase shifter for hydrogen sensing.

Manuscript received March 29, 2016; revised May 4, 2016; accepted June 14, 2016. Date of publication August 15, 2016; date of current version September 1, 2016. This work was supported in part by funding from the Canada Research Chairs program and from the National Science and Engineering Research Council of Canada (NSERC).

A. Benleulmi, N. Y. Sama, and F. Domingue are with the Electrical and Computer Engineering Department, Université du Québec à Trois-Rivières, Trois-Rivières, QC G9A5H7, Canada (e-mail: adel.benleulmi@uqtr.ca).

P. Ferrari is with IMEP-LAHC, University of Grenoble Alpes, F-38000 Grenoble, France (e-mail: philippe.ferrari@ujf-grenoble.fr).

Color versions of one or more of the figures in this letter are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/LMWC.2016.2597177

TABLE I  
DESIGN PARAMETERS VALUES FOR THE SENSOR (UNIT: MILLIMETER)

$W_{eff}$	$D_{metalized}$	$D_{air}$	$b_{metalized}$	$b_{air}$	$W_{adpt}$	$W_t$	$L_t$
14.58	0.6	0.9	1	1.2	3.64	5.75	7

Basically, the phase shift at a given operating frequency  $f$  is given by

$$\varphi(f) = \beta(f)l \quad (1)$$

where  $\beta(f)$  is the phase constant and  $l$  is the waveguide length.

For the  $TE_{10}$  mode, the phase constant is given by

$$\beta(f) = \sqrt{\left(\frac{2\pi f \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{W_{eff}}\right)^2} \quad (2)$$

where  $\epsilon_{eff}$  is the effective dielectric constant of the structure,  $c$  denotes the speed of electromagnetic waves in vacuum and  $W_{eff}$  is the effective width of the SIW [6].

The relative dielectric constant of  $SnO_2$  micro powder changes, depending on the hydrogen concentration to which it is exposed [11]. Since the dimensions of the phase shifter do not change, the phase shift at an operating frequency  $f$  depends on the effective dielectric constant  $\epsilon_{eff}$ , which is estimated by the Maxwell-Garnett (MG) mixing rule [10]

$$\epsilon_{eff} = \epsilon_r + 3\nu\epsilon_r \frac{\epsilon_r(SnO_2) - \epsilon_r}{\epsilon_r(SnO_2) + 2\epsilon_r - \nu(\epsilon_r(SnO_2) - \epsilon_r)} \quad (3)$$

where  $\epsilon_r$  is the relative dielectric constant of the substrate,  $\epsilon_r(SnO_2)$  is the relative dielectric constant of tin oxide micro powder and  $\nu$  is the volume fraction of the sensing region. Therefore, a variation in the percentage of hydrogen will introduce, in turn, a change in the phase constant which leads to a phase shift in the output signal. The basic principle of the proposed hydrogen sensor is based on this phenomenon; the phase shift is used as the sensor indication.

### III. SIMULATION & DEVICE MEASUREMENT

The phase shifter was simulated by the 3D EM simulator EMpro [12]. The dimensions of the proposed structure are shown in Table I. The density of the used  $SnO_2$  micro powder is  $1.53 \text{ g/cm}^3$ . The introduction of a functionalized region with the sensitive material originates, in fact, some reflection loss, but it does not affect the operation principle which is based only on phase measurement. The substrate is Rogers 4003C ( $\epsilon_r = 3.55$ ,  $\tan \delta = 0.0023$ ,  $h = 1.524 \text{ mm}$ ). The effect of the microstrip transitions was removed from simulations and measurements using a Thru-Reflect-Line (TRL) calibration in order to achieve more accurate results. Fig. 2 shows the fabricated SIW sensor together with its TRL calibration kit. The designed TRL standards include the microstrip transitions with the first two metalized vias of the SIW device which places the reference plane for the measurements at this level. A comparison between the simulated and measured  $S_{21}$  modulus and phase of the device is shown in Fig. 3. According to this figure, the measured  $S_{21}$  agrees well with the simulation results. The small difference between the measurement and the simulation is due to the incertitude on the estimated dielectric characteristics of tin oxide, based on the application of density-permittivity relationship for powdered materials [13]–[15].

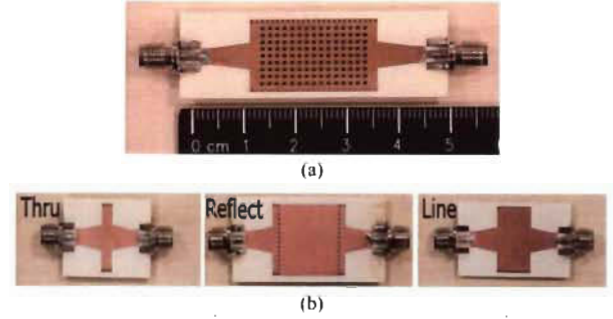


Fig. 2. (a) The fabricated SIW device (b) the calibration kit.

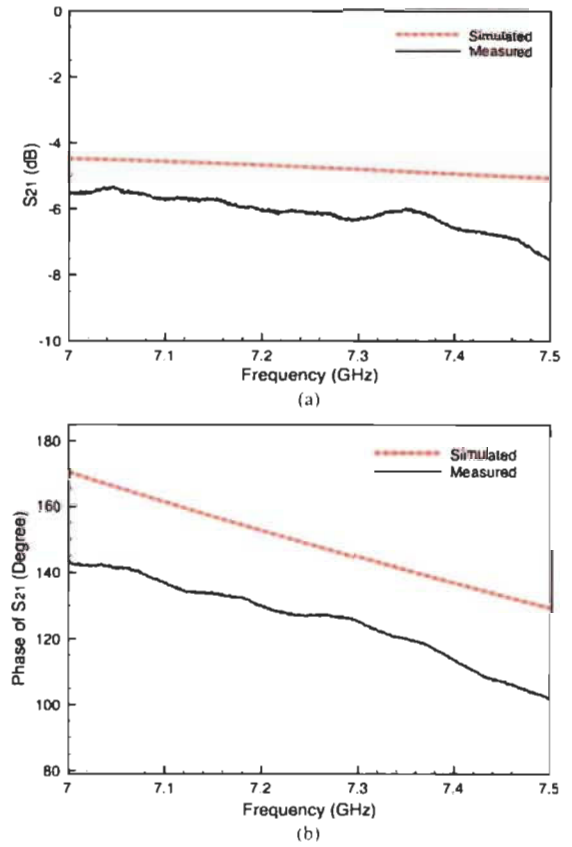


Fig. 3.  $S_{21}$  of the proposed SIW sensor: (a)  $S_{21}$  modulus (b) phase of the  $S_{21}$ .

### IV. EXPERIMENTAL VALIDATION

The sensitive characteristics of the proposed phase shifter have been tested experimentally using the characterization system presented in [10]. The device was placed in the test chamber of the gas sensor characterization bench where hydrogen gas with a concentration of 2% was delivered from a source. Nitrogen gas was used as a diluent in order to achieve different  $H_2$  concentrations. The temperature and the pressure inside the chamber were fixed at  $30^\circ\text{C}$  and  $14.7 \text{ Psi}$  (1 atm), respectively. Fig. 4 shows the measured  $S_{21}$  modulus and phase at the concentrations of 0% and 2%  $H_2$  in the frequency range of 6.9 GHz to 7.6 GHz.

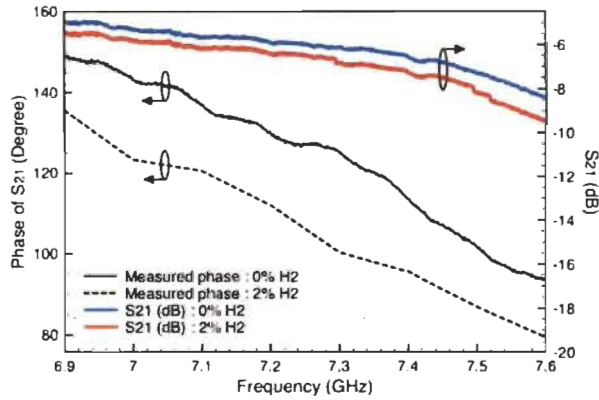


Fig. 4. Measured  $S_{21}$  modulus and phase at 0% and 2%  $H_2$ .

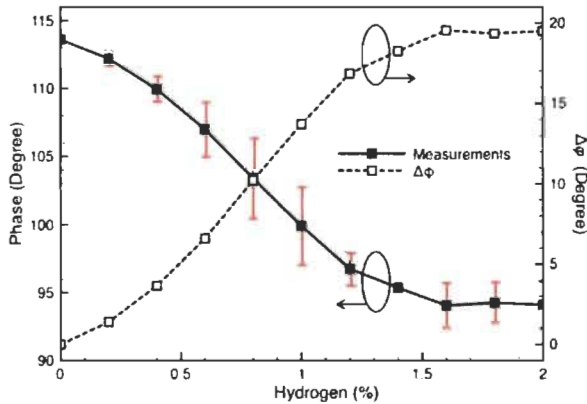


Fig. 5. Sensitivity characteristics of the proposed structure: (Left) the measured  $S_{21}$  phase as a function of hydrogen variation. (Right) phase variation.

This result shows that the presented structure is sensitive to the presence of hydrogen as the  $S_{21}$  phase shifted to a lower phase value for a greater hydrogen level.

Phase measurement of  $S_{21}$  was performed every 5 min for different  $H_2$  concentrations in the range of 0–2% at the operating frequency of 7.4 GHz. The duration kept for each  $H_2\%$  step allows hydrogen level to stabilize. The experiment was repeated under the same experimental conditions for 4 days to test the repeatability of measurements. Fig. 5 shows the results of the hydrogen test with the measurement error of the proposed sensor.

A maximum phase variation of  $19.5^\circ$  was recorded at 1.6%  $H_2$ . At this hydrogen concentration the used  $SnO_2$  micro powder reached its saturation point, i.e. all adsorption sites for hydrogen species were occupied. The sensor exhibits a sensitivity of  $12.19^\circ/H_2\%$  as the phase of  $S_{21}$  shifts from  $113.6^\circ$  to  $96.3^\circ$ . This sensitivity is related to the chosen length of the phase shifter and can be enhanced by increasing  $l$  according to (1) and (2). It is also possible to reduce the size of the sensor and maintain a good sensitivity by exploiting the slow-wave SIW (SW-SIW) concept presented in [16]. Repeatability has been verified and results from the different measurements agreed well with a maximum difference less than  $5^\circ$ .

Tests under different conditions ( $T = 45^\circ C$  and  $P = 5$  Psi) were also performed in the range of 5%–80% relative humidity. The sensor's functionality was not significantly affected by the variation of both parameters (a phase variation of less than  $4^\circ$  was recorded).

## V. CONCLUSION

In this work, a novel passive microwave hydrogen gas sensor based on a substrate integrated waveguide phase shifter has been presented for the first time. The presented structure has the sensing capability to detect small hydrogen concentrations ( $\leq 0.1\% H_2$ ). A sensitivity of  $12.19^\circ/H_2\%$  with a maximum phase variation of  $19.5^\circ$  was found at 1.6%  $H_2$ . The substrate integrated waveguide hydrogen sensor has the advantages of being passive, compact and low-cost. Moreover, the basic structure can be used for the detection of other gases, or even liquids, depending on the used sensitive material.

## REFERENCES

- [1] T. Hübert *et al.*, "Hydrogen sensors—A review," *Sensors Actuators B*, vol. 157, no. 2, pp. 329–352, Oct. 2011.
- [2] H. El Matbouly *et al.*, "Assessment of commercial micro-machined hydrogen sensors performance metrics for safety sensing applications," *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 39, no. 9, pp. 4664–4673, Mar. 2014.
- [3] H. El Matbouly *et al.*, "Hydrogen gas sensors: Flow," in *Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook*, 2nd ed., J. G. Webster and H. In Eren, Eds. London, U.K.: CRC Press Taylor & Francis Group, 2014, pp. 12-1–12-14.
- [4] A. D'Amico *et al.*, "Surface acoustic wave hydrogen sensor," *Sensors Actuators*, vol. 3, pp. 31–39, 1982.
- [5] M. A. Butler, "Optical fibre hydrogen sensor," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 45, pp. 1007–1009, 1984.
- [6] K. Wu *et al.*, "The substrate integrated circuits—A new concept for high-frequency electronics and optoelectronics," in *Proc. TELSIKS*, Serbia and Montenegro, Belgrade, vol. 1, 2003, pp. 3–10.
- [7] H. El Matbouly *et al.*, "A novel chipless identification tag based on a substrate integrated cavity resonator," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 23, no. 1, pp. 52–54, Jan. 2013.
- [8] K. Sellal *et al.*, "Design and implementation of a substrate integrated waveguide phase shifter," *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 2, no. 2, pp. 194–199, Mar. 2008.
- [9] I. Boudreau *et al.*, "Broadband phase shifter using air holes in substrate integrated waveguide," *IEEE MTT-S Int. Dig.*, Baltimore, MD, USA, 2011, pp. 1–4.
- [10] H. El Matbouly *et al.*, "Passive microwave substrate integrated cavity resonator for humidity sensing," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 63, no. 12, pp. 4150–4156, Dec. 2015.
- [11] G. Martinelli *et al.*, "A study of the moisture effects on  $SnO_2$  thick films by sensitivity and permittivity measurements," *Sensors Actuators B*, vol. 26, no. 1–3, pp. 53–55, 1995.
- [12] EMPro. Keysight (Agilent), 2013. [Online]. Available: <http://www.keysight.com/en/pc-1297143/empro-3d-em-simulation-software>
- [13] S. O. Nelson, "Density-permittivity relationships for powdered and granular materials," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 54, no. 5, pp. 2033–2040, Oct. 2005.
- [14] C. Sevik and C. Bulutay, "Novel high-K inverse silver oxide phases of  $SiO_2$ ,  $GeO_2$ ,  $SnO_2$ , and their alloys," *Mater. Sci. Semicond. Process.*, vol. 9, pp. 1097–1101, Nov. 2006.
- [15] H. T. Feng *et al.*, "Synthesis, characterization, and microwave absorption property of the  $SnO_2$  nanowire/paraffin composites," *Nanoscale Res. Lett.*, vol. 4, no. 12, pp. 1452–1457, Sep. 2009.
- [16] A. Niembro-Martín *et al.*, "Slow-wave substrate integrated waveguide," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 62, no. 8, pp. 1625–1633, Aug. 2014.

## **ANNEXE D**

Article accepté dans : **IEEE Microwave and Wireless Components Letters.**

Titre : **A Highly Sensitive Substrate Integrated Waveguide Interferometer Applied to Humidity Sensing.**



# A Highly Sensitive Substrate Integrated Waveguide Interferometer Applied to Humidity Sensing

Adel Benleulmi, Naimi Boubekeur, and Daniel Massicotte, *Senior Member, IEEE*

**Abstract**—This letter presents a new generation of radio-frequency interferometric sensors. Herein, an original, simple and monolithic interferometer based on substrate integrated waveguide technology is introduced for the first time. In order to demonstrate its potential for measurement applications, the proposed structure has been studied as a humidity-sensing element. Its detection principle is based on the variation of the effective dielectric constant of a sensitive branch due to the variation of the humid air dielectric constant. The sensitive characteristics of the structure have been investigated in the range of 20%–70% relative humidity. An analytical model that predicts the frequency shift and estimates the humidity level is proposed. The substrate integrated interferometer can be used in many measurement applications such as dielectric material characterization and environmental detection.

**Index Terms**—Interferometer, Radio-Frequency, Passive, Sensor, Substrate Integrated Waveguide (SIW).

## 1. INTRODUCTION

OVER the last few years, there has been a spike in the interest in substrate integrated waveguide (SIW) components for measurement applications. Indeed, the use of SIWs for the development of sensors presents a very promising option due to their advantages in terms of good electrical properties, compactness and low cost [1].

Several SIW structures have been demonstrated for the characterization of dielectric materials [2], [3] as well as the detection and monitoring of physical quantities such as hydrogen and humidity [4], [5]. The measurement techniques employed by these structures are mainly the resonance and the transmission/reflection methods. Typically, cavity resonators are used in sensing applications that rely on high accuracy. However, their efficiency is quite limited for wideband measurements; for the latter, the second approach is often used despite its low accuracy. Thus, the applied measurement technique is usually chosen based on the requirements of the intended application.

Radio-frequency (RF) interferometry presents another attractive technique for sensing applications that require high sensitivity, fine resolution, fast speed and accuracy [6].

This work was supported in part by funding from the Natural Sciences and Engineering Research Council of Canada (NSERC) and in part by software equipment from the Canadian Microelectronics Corporation (CMC).

A. Benleulmi and D. Massicotte are with the Electrical and Computer Engineering Department, Université du Québec à Trois-Rivières, Trois-Rivières, QC G9A5H7, Canada (e-mail: adel.benleulmi@uqtr.ca, daniel.massicotte@uqtr.ca).

N. Boubekeur is with the C2T3, Cégep de Trois-Rivières, Trois-Rivières, QC G8Z1M8, Canada (e-mail: nboubekur@c2t3.ca).

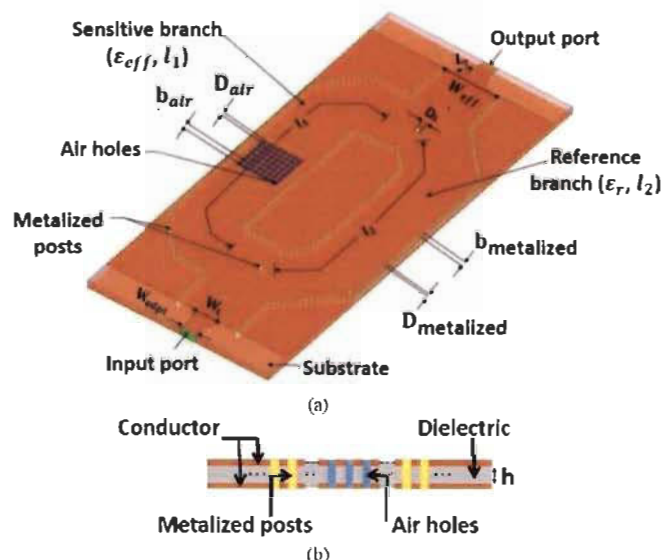


Fig. 1. (a) The 3-D structure of the substrate integrated interferometer. (b) Side view of the dielectric and metalized posts.

Fundamentally, it relies on a process of phase variation detection and waves' superposition. At optical wavelengths, interferometric sensors have been widely investigated for various applications such as biological and chemical sensing [7]. By exploiting different technologies and architectures, RF interferometers have also been extensively demonstrated for many applications such as small displacements measurement [8] and dielectric spectroscopy [9]. The development of interferometric sensors using SIW technology has never been investigated despite the good-sensing capabilities of the substrate integrated sensors. In this context, a new class of SIW sensing elements is demonstrated and presented in this letter. An original substrate integrated interferometric sensor is introduced for the first time. The proposed structure is investigated for relative humidity (RH) sensing without using a sensitive layer in order to demonstrate its potential for measurement applications. Its sensitivity is compared with that of the SIW cavity resonators introduced in [5]. The SIW interferometer combines the advantages of both the SIW technology and the interferometry technique. Therefore, it presents a highly sensitive, passive and compact measurement solution. Additionally, the new device reduces the measurement errors related to the dielectric properties variations by exploiting a differential approach and also simplifies the phase measurement of the SIW phase shifter presented in [4] so that the detected physical quantity can be instantly mapped on the frequency.

## II. THEORETICAL MODEL

The basic structure of the interferometer consists of two distinct branches connected on each side to a built-in power divider/combiner. Fig.1 shows the conceived SIW interferometric sensor. The sensitive branch, enabled by the introduction of the air holes, has an effective dielectric constant  $\epsilon_{eff}$  and a length  $l_1$  as attributes. Analogously, the reference branch has a length  $l_2$  and a relative dielectric constant  $\epsilon_r$  (the substrate dielectric constant). The operation principle can be summarized into three major steps: the division of the input signal into two probing signals, the propagation of each probing signal through a branch of the interferometer, and finally the combination of the two probing signals at the output port.

The phase difference between the two branches at a frequency  $f$  is given by

$$\Delta\varphi(f) = |\beta_1(f)l_1 - \beta_2(f)l_2| \quad (1)$$

where  $\beta_1$  and  $\beta_2$  are the phase constants of the sensitive branch and the reference branch, respectively.

At the interferometer's operation frequency, the signals from the two branches have a destructive interference, i.e., a phase difference of  $180^\circ$ . Hence, for the  $TE_{10}$  mode, equation (1) can be written as

$$\left| \sqrt{\left(\frac{2\pi f_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{W_{eff}}\right)^2} l_1 - \sqrt{\left(\frac{2\pi f_0 \sqrt{\epsilon_r}}{c}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{W_{eff}}\right)^2} l_2 \right| = \pi \quad (2)$$

where  $c$  denotes the speed of electromagnetic waves in vacuum,  $f_0$  is the operation frequency, and  $W_{eff}$  is the effective width of each branch [1]. The effective permittivity of the sensitive branch changes depending on the humid air dielectric constant and its variation can be estimated by the Maxwell-Garnett (MG) mixing rule [2]

$$\epsilon_{eff} = \epsilon_r + 3v\epsilon_r \frac{\epsilon_r(H) - \epsilon_r}{\epsilon_r(H) + 2\epsilon_r - v(\epsilon_r(H) - \epsilon_r)} \quad (3)$$

where  $v$  is the volume fraction of the sensitive region, and  $\epsilon_r(H)$  is the dielectric constant of moist air given by [10]

$$\epsilon_r(H) = 1 + \frac{2.11}{T} \left( P + \frac{48P_s}{T} H \right) \times 10^{-6} \quad (4)$$

where  $T$  is the absolute temperature (K),  $P$  is the pressure of moist air (mmHg),  $P_s$  is the pressure of saturated water vapor (mmHg), and  $H$  is the relative humidity (%).

Equations (2)–(4) show that the operation frequency  $f_0$  varies according to the relative humidity percentage. In fact, the permittivity of humid air is proportional to the relative humidity level. Therefore, the variation of the RH percentage changes the

TABLE I

DESIGN PARAMETERS VALUES FOR THE SIW INTERFEROMETER [MILLIMETER]

$W_{eff}$	$D_{metalized}$	$D_{air}$	$D_s$	$b_{metalized}$	$b_{air}$	$W_{adpt}$	$W_t$	$L_t$
13.66	0.6	0.9	0.94	1	1.2	3.38	6.5	2.5

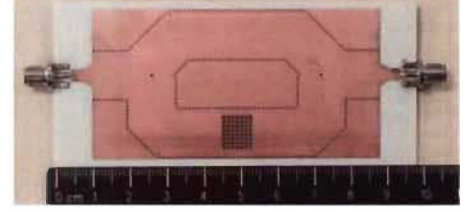


Fig. 2. The manufactured SIW interferometric sensor.

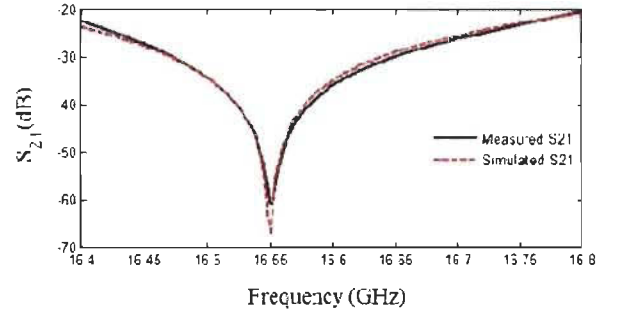


Fig. 3. Simulated and measured  $S_{21}$  modulus at 20% RH

effective permittivity of the sensitive branch, which causes the operation frequency shift. The variation of the pressure and temperature can also affect the frequency shift, however, their effect is less important [5].

## III. DEVICE STRUCTURE AND EXPERIMENTAL VALIDATION

The SIW interferometer was designed and simulated using HFSS [11]. The considered dimensions are shown in Table I. The proposed structure operates at the frequency of 16.55 GHz and the used substrate is Rogers 4003C ( $\epsilon_r = 3.55$ ,  $\tan \delta = 0.0023$ ,  $h = 1.524$  mm). Fig. 2 shows the built SIW interferometric sensor. A comparison between the simulated and measured  $S_{21}$  modulus of the device at 20% RH is shown in Fig. 3. The obtained simulation result is in accordance with the measured  $S_{21}$ .

The sensitive characteristics of the proposed interferometer were tested experimentally for  $T = 30^\circ\text{C}$  in the range of 20%–70% RH using the experimental setup presented in Fig. 4. The tests were carried out within this humidity range in order to avoid the accumulation of water molecules with a very high dielectric constant ( $\sim 70$ ) in the functionalized region at higher relative humidity percentages. In fact, water condensation would cause an important change in the effective dielectric constant of the sensitive branch and consequently a significant frequency shift. Fig. 5 shows the measured  $S_{21}$  modulus at 20% and 70% RH in the frequency range of 16.4 GHz to 16.8 GHz. According to this figure, the structure is ascertained to be sensitive to the variation of the relative humidity percentage as the operation frequency shifted by 7.1 MHz. The corresponding

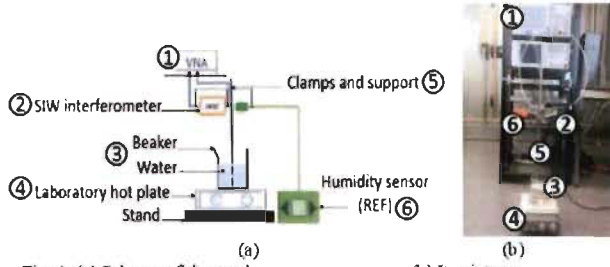


Fig. 4. (a) Scheme of the used measurement setup. (b) Its picture.

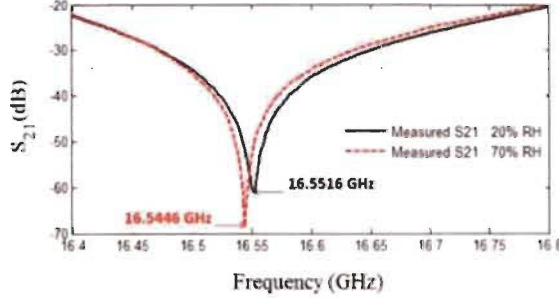


Fig. 5. Measured  $S_{21}$  modulus at 20% and 70% RH.

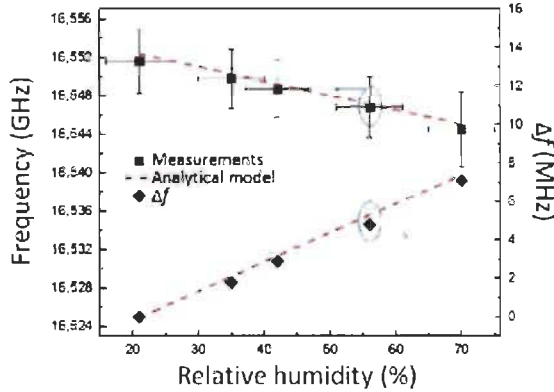


Fig. 6. Sensitivity characteristics of the SIW interferometer for the  $TE_{10}$  mode. (Left axis) the measured and calculated operation frequency as a function of the humidity level variation. (Right axis) operation frequency variation.

effective quality factor, defined as  $Q_{eff} = f_0/\Delta f_{3dB}$ , is  $2.4 \times 10^2$  at 20% RH. The experiment was repeated three times under the same experimental conditions to test the measurements repeatability and identify their errors. The frequency shift was estimated analytically using the proposed analytical model. Fig. 6 shows the numerical results for the  $TE_{10}$  mode of the estimated frequency shift together with the measurement results at different relative humidity levels. As shown in this figure, the measurement results agreed well with the proposed model and the structure exhibited a sensitivity of 142 kHz/RH from 20% to 70% RH. The repeatability tests showed a coherence between the different measurements with a maximum frequency shift under 4 MHz. Table II presents a comparison between the sensitive characteristics of the proposed interferometer and the SIW cavity resonators introduced in [5] for the same experimental conditions ( $T = 30^\circ\text{C}$  and  $P = 760\text{ mmHg}$ ) and propagation mode ( $TE_{10}$  mode). As shown in Table II, the proposed sensor has the smallest sensitive region and the highest sensitivity: by using the proposed analytical model, this

Structure	Operation frequency [GHz]	Sensitive region dimensions [mm $\times$ mm]	Sensitive region surface [mm $^2$ ]	Overall size [cm $\times$ cm]	RH range [%]	Sensitivity [kHz/RH]
SIW resonator	4.15	28.2 $\times$ 28.2	795	5.1 $\times$ 3.9	0-80	101
	3.6	8.7 $\times$ 8.7	75.7	5.1 $\times$ 3.9		9.35
SIW interferometer	16.55	8.1 $\times$ 9.3	75.3	9.8 $\times$ 4.6	20-70	142

result was verified with an estimation of the device's sensitivity at around 4 GHz. Therefore, the SIW interferometer is very convenient for measurement applications that involve the use of small volumes of materials and require high sensitivity. Concerning the total dimensions of the sensor, it was reported in [4] that a way to reduce significantly the size of a SIW sensor would be through the use of slow-wave SIWs [12].

#### IV. CONCLUSION

A new generation of RF interferometric sensors has been introduced in this paper with a SIW interferometer for measurement applications. The developed structure has been demonstrated for relative humidity measurement and exhibited a sensitivity of 142 kHz/%RH in the range of 20%–70% RH. An analytical model that predicts this sensitivity has been proposed and validated experimentally. Finally, it is important to mention that the SIW interferometer as a new class of SIW sensing elements presents a more reliable and a better solution for applications such as dielectric materials characterization and gas sensing.

#### REFERENCES

- [1] K. Wu *et al.*, "The substrate integrated circuits—A new concept for high-frequency electronics and optoelectronics", in *Proc. TELSIKS*, Serbia and Montenegro, vol. 1, pp. 3-10, 2003.
- [2] J. D. Baner and G. H. Huff, "Analysis of a variable SIW resonator enabled by dielectric material perturbations and applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 61, no. 1, pp. 225-233, Jan. 2013.
- [3] K. Saeed *et al.*, "Substrate integrated waveguide cavity resonators for complex permittivity characterization of materials," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 56, no. 10, pp. 2340-2347, Oct. 2008.
- [4] A. Baitouni *et al.*, "Substrate Integrated Waveguide Phase Shifter for Hydrogen Sensing," *IEEE Microw. and Wireless Compon. Lett.*, vol. 26, no. 9, pp. 744-746, Sept. 2016.
- [5] H. El Maibouly *et al.*, "Passive Microwave Substrate Integrated Cavity Resonator for Humidity Sensing," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 63, no. 12, pp. 4150-4156, Dec. 2015.
- [6] Nguyen, C. and Kim, S. *Theory, Analysis and Design of RF Interferometric Sensors*. Springer Science+Business Media New York, NY, USA, 2012.
- [7] K. Kim and T. E. Murphy, "Porous silicon integrated Mach-Zehnder interferometer waveguide for biological and chemical sensing," *Opt. Express*, vol. 21, no. 17, pp. 19488-19497, 2013.
- [8] A. Thansandote *et al.*, "Microwave interferometer for measurements of small displacements," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-31, no. 4, pp. 227-232, Dec. 1982.
- [9] Y. Cui and P. Wang, "The Design and Operation of Ultra-Sensitive and Tunable Radio-Frequency Interferometers," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 62, no. 12, pp. 3172-3182, Dec. 2014.
- [10] J. Fraden, *The Handbook of Modern Sensors: Physics, Design and Application*, 3rd ed. New York, NY, USA: Springer, 2003, pp. 393-399.
- [11] ANSYS HFSS, Release 18. [Online]. Available: <http://www.ansys.com/Products/Electronics/ANSYS-HFSS>
- [12] A. Niembro-Martin *et al.*, "Slow-Wave Substrate Integrated Waveguide", *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Vol. 62, No. 8, pp. 1625-1633, Aug. 2014.